

MÄT- OCH REGLERSYSTEM FÖR ACKUMULATORPROVNING

AV

BENGT-ERIK ALVSTEN

Lund 1974



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41552415_0029

MÄT- OCH REGLERSYSTEM FÖR ACKUMULATORPROVNING

AV

BENGT-ERIK ALVSTEN

FIL. LIC., SM



SIGMA · TRYCK

TILL MONICA
PER OCH LARS

Abstract

The present dissertation describes an electronic system designed for precise control and measurement of the charge and discharge process of electrical accumulators. Spin off products have been discovered during the investigation and taken care of. The system is made to meet certain specifications given by Svenska Ackumulator Aktiebolaget Jungner (SAAJ) and to deliver data in a suitable form to a data logging system. The control part of the system consists of transistorized power units which are able to handle dc currents up to 60A with voltages ranging from 6 - 40 volts. A technique has been developed that transfers 75% of the power dissipated by the power unit to resistors. This technique implies no limitations for currents up to 60 A dc. In fact, based on this technique a system has been built which is capable of handling dc currents up to 4000 A. A smaller system has also been developed for ESRO.

Two types of charge and discharge processes dominate. The first is charge and discharge with constant current. The second is constant voltage charging. In addition, a third type can occur, namely the constant power type. The power units are controlled by dc amplifiers (eg operational amplifiers) in such a way that the accumulator current or voltage deviates no more than 0,5% from the value set by a reference source. The current can be set to any desired value within an interval covering one decade for a given power unit. The current intervals are 60A to 6A, 20A to 2A, 10A to 1A and 2A to 0.2A.

Constant voltage charging can be executed from 1 volt to 40 volts. This type of charging is accompanied by extremely high currents at the start. Constant current charging is therefore necessary until the accumulator voltage has reached the level at which constant voltage charging shall be executed. A circuit is presented that performs this type of charging.

Constant power charging means that the product of the charging current and the accumulator voltage is held constant. The control circuit must thus have two inputs and the ability of multiplying the signals at these inputs. A circuit that can do this was discovered during the investigation of a charge meter. An introductory test gave an accuracy of better than 0.5%. A circuit has been developed which protects the power unit from overvoltages within the range ± 120 volts. The system can thus be used by unexperienced persons.

The performance of accumulators is measured at different temperatures. Thus the temperature in the interior of the accumulators must be measured and converted into a signal suitable for the data logging system used. Electronic thermometers based on temperature dependent resistors and forward biased semiconductor diodes have been investigated. It is shown that thermometers of resistor or diode types can be used in the temperature interval currently of interest (-40°C to 100°C) and there give an accuracy of 0.5°C or better. The type of bridge used is of importance for the linearity and it is shown that the nonlinearity of temperature dependent resistors such as those of nickel, concave upward and platinum, concave downward, can be reduced by one magnitude with a simple bridge circuit.

The quantity of charge that can be received or emitted by an accumulator is also of great importance. The current during a constant voltage charging process may for example, start at 60A and end, 48 hours later, at only 60mA. Therefore the charge meter used must possess a large dynamic range and have a very high linearity if the influence of the end current on the measurement is to be detected. If the accumulator current is converted into pulses with a frequency proportional to the current then the number of pulses will be a measure of the delivered charge. Consequently an investigation of voltage to frequency converters has been carried out and a voltage to frequency converter has been developed. Results of measurements with input signals ranging over

more than 4 decades shows that the converter has a linearity better than 0.0005% fsd value. The properties of this converter have been investigated and design instructions are given. A charge meter based on the converter is presented. The device, however, is capable of more than very linear voltage to frequency conversion. It is shown that it can be used as a ratio generator. The converter is equipped with two references, one of which is a voltage and the other a time interval. If the pole where the reference voltage is applied is used as a second input then the output frequency will be inversly proportional to the voltage at this input. Measurements made on the converter as ratio generator shows that the deviation from a straight line calculated according to the least square method is less than the error in the measurements which was 0.2%.

The ratio of the temperature change that occurs when two fluids are being mixed is a measure of the mass ratio of the two fluids. A measurement and control system for industrial processing is now under developement using electronic thermometers described in this paper and the voltage to frequency converter as ratio generator.

The properties of the converter as a ratio generator leads to two new uses. It is shown that if the output signal is properly fed back to the inverting input the output will be proportional to the square root of the input. The accuracy of this conversion is also shown to be better than the error of the measurements (0.2%).

If the converter output signal is transferred into a dc voltage (thus creating a dc-dc converter) and if this new converter is placed in the feedback loop of a operational amplifier then the result will be a multiplier when correct feedback is applied. The multiplier is also measured to have an accuracy better than 0.2%. This multiplier was used in the introductory test for constant power control. The multiplying ability makes it possible to develop an energy meter.

The investigations of the converter showed that it could be used to measure the charge content of fast current pulses. An application is shown where the converter together with a photomultiplier, can be used very comfortably to measure short (100 ns) x-ray pulses where the energy is so low that thermoluminescent materials fail to work.

If the second reference, the time interval, in the converter is also controlled from the exterior then it will be possible to generate 1/ the ratio of one voltage to the product of two voltages 2/ the third root of a voltage and 3/ the product of three voltages.

The system, with the exception of the charge meters, has been in continuous work since the end of 1967. Some service had to be done during the first year, mainly due to fabrication faults in some power transistors. The only problem has been to find an insulation material for the temperature transducers which can withstand mechanical and chemical wear that occurs when the transducers are brought into the interior of the accumulators. Four charge meters of the type described have been in use about a year without any complaints from the users. Three of them were equipped with double integrating circuits making energy measurements possible.

Flektriska ackumulatorer används i en ökande omfattning inom vitt skilda områden. Den kraftiga expansionen av den moderna elektroniken har skapat nya marknader för ackumulatorer. Stora ackumulatorbatterier används som energikälla, då den normala elförsörjningen satts ur funktion vid t ex sjukhus, kommunikation- och militära anläggningar. Ackumulatorer för beredskapsändamål skall kunna åvge stor effekt under begränsad tid. De skall uppvisa låg självurladdning och ringa servicebehov.

Det ökade intresset för miljövård samt en tilltagande energibrist gör den eldrivna bilen aktuell. I eldrivna bilar har ackumulatorer en självklar huvudroll. Önskvärda egenskaper hos ackumulatorer avsedda för drift av bilar är bl a stort energiinnehåll, hög verkningsgrad, låg vikt och snabb-laddnings-möjlighet.

En mängd bärbar elektronik har utvecklats de senaste åren. Det gäller produkter som används från avancerad rymdforskning till hobby och hemelektronik. Ofta är här laddningsbara ackumulatorer att föredra framför engångsbatterier. På grund av de stora kostnaderna vid placering av instrument i världsrymden är ett maximalt utnyttjande av ackumulatorernas kapacitet här angelägnare än inom något annat område. Ackumulatorer används i starkt skiftande klimat, från tropiskt till arktiskt. Deras prestationsförmåga vid olika arbetstemperaturer är därför av stort intresse.

Det stora användningsområdet för ackumulatorer och alltmer ökande krav på deras prestanda gör att ett stort antal skilda mätningar måste utföras av ackumulator-tillverkaren så att så noggranna specifikationer som möjligt kan ställas upp.

Denna avhandling beskriver ett mät- och reglersystem avsett för provning av ackumulatorer. Systemet är utvecklat på uppdrag av Svenska Ackumulator Aktiebolaget Jungner, så att det skall uppfylla vissa givna krav och vara utfört så att det passar ett givet dataloggssystem. Det måste bl a vara

försett med skyddskretsar, ty personal som inte är förtrogen med provningsförfarandet kan komma att sköta systemet och därför skall reglerenheterna kunna anslutas praktiskt taget hur som helst utan att skadas. Även utom Jungnerbolaget har intresse visats för systemet. Ett system för provning av ackumulatorer avsedda för rymdforskning har utvecklats, med de vunna erfarenheterna som bakgrund, för FOA:s räkning. De resultat som nåtts inom temperaturmätningssområdet har uppmärksamrats av livsmedelsindustrin.

Den första delen av avhandlingen beskriver olika strömregleringssystem. Vid styrning av en elektrisk ström förbrukas en viss effekt. Kostnaden för ett strömregleringssystem beror i hög grad av hur den förbrukade effekten fördelas. Ett sätt att överföra större delen av effekten till motstånd redovisas.

Två typer av styrning av ackumulatorströmmen är dominerande. Det gäller sådan styrning att ackumulatorströmmen hålls konstant under laddning eller urladdning. Den andra typen innebär att strömmen styrs så att ackumulatorspänningen är konstant. En tredje, som är under utveckling, går ut på att hålla ackumulatoreffekten konstant. Den sistnämnda typen kräver en styrkrets, vilken kan bilda produkten av två storheter. En sådan har erhållits som "spin-off" produkt ur en undersökning som gjorts av en spänning till frekvensomvandlare (s/f_0) för vilken redogörelse lämnas i kapitel IV och V.

Eftersom ackumulatorer används vid mycket olika temperaturer måste mätningar över deras prestanda också inkludera mätning av deras arbetstemperatur. Ackumulatortemperaturen skall omvandlas till en elektrisk storhet så att den passar för dataloggning. Problemet här är att välja lämplig givare så att en så linjär överföring som möjligt till elektrisk storhet erhålles. Olika givare har undersökts. Det visar sig att både halvledardioder och temperaturberoende motstånd kan användas. Ett allmänt använt temperaturberoende motstånd är ett nickelmotstånd. Det uppvisar emellertid en alltför olinjär överföringskaraktistik för att utan vidare kunna användas. En ny typ av bryggkoppling, vilken har den egen-

skapen att samtidigt verka som lineariseringskrets visas. Används nickelmotståndet tillsammans med denna brygga, kan detta användas som temperaturavkännare inom det temperaturintervall, vilket är aktuellt vid ackumulatorprovning.

En ackumulator kan ta emot eller avge en begränsad laddningsmängd. Lätthanterliga mätinstrument, vilka nog kan mäta elektrisk laddning finns inte kommersiellt tillgängliga. Olika alternativ för laddningsmätare har undersökts och speciellt möjligheten att utföra ett sådant instrument rent elektroniskt. Som resultat har framkommit en s/fo , vilken visat sig ha en linearitet, som är bättre än någon hittills känd över ett mycket stort arbetsområde. Med arbetsområde menas här mellan vilka gränser ingångssignalen kan variera för en given linearitet. De goda linearitets-egenskaperna som uppvisades av $s/fo:n$ motiverade en mer djupgående undersökning av dess arbetssätt. Denna undersökning ledde inte bara till hur en sådan s/fo bör konstrueras för att uppfylla vissa villkor, den öppnade också vägen till nya applikationer. De laddningsmätare som byggts har helt motsvarat ställda förväntningar, en beskrivning över utförandet av en sådan laddningsmätare ges i kapitel IV.

Undersökningen av $s/fo:n$ visade att den lämpade sig väl för mätningar på korta pulser. Denna egenskap har utnyttjats vid mätning av svaga kortvariga röntgenpulser. $S/fo:ns$ arbetssätt är sådant att den kan användas på fler sätt än vad den ursprungligen var tänkt till. Ett studium av detta har lett till enkla kretsar, vilka med stor noggrannhet kan utföra operationer, såsom kvotbildning, kvadratrotutdragning och multiplikation. Ytterligare utvidgningar inom dessa områden har visat sig föreligga. Det är bildandet av kvoten mellan en spänning och produkten av två andra, kubikrotutdragning och trippelmultiplikation.

Kvotbildningsförmågan utnyttjas i en applikation inom livsmedelsindustrin. Det aktuella problemet gäller blandningsförhållandet mellan två vätskor, vilket skall hållas på en bestämd nivå. Om vätskorna har olika temperaturer innan de blandas kan blandningsförhållandet ges som förhållandet mellan

de temperaturändringar vätskorna genomgår då de blandas. Med hjälp av en elektronisk termometer av differentiatyp vilken styr ut $s/fo:n$ kopplad som kvotbildare kan blandningsförhållandet bestämmas med någon promilles noggrannhet.

$S/fo:n$ kopplad som multiplikator gör den lämplig att användas för konstant effektstyrning av ackumulatorer. Därmed har $s/fo:n$ gått över från att vara ett mätande instrument till att bli ett reglerande.

Jag vill avsluta med att tacka alla de som hjälpt mig med detta arbete. Utvecklingen av ett system beskrivet ovan inbegriper mångas medverkan. Min handledare professor Seth Berglund har från första stund tveklöst stött hela projektet och ständigt visat största intresse för var del av detta. Kapitlet om elektronisk temperaturmätning är författat tillsammans med honom. Många ytterst värdefulla ideer, vilka ligger till grund för hela det behandlade området härstammar från honom och de diskussioner vi haft tillsammans. Jag riktar mig också till professor Lennart Stigmark, min förste lärare i elektronik, som genom sitt sätt att behandla elektroniken har verkat som en vägvisare och inspirationskälla för mig. Från Jungnerbolagets sida har givits ett ekonomiskt stöd och har visats ett stort förtroende för vårt arbete. Jag vill tacka ingenjör Uno Falk och ingenjör K G Karlsson där för det samarbete som kunnat etableras. Industrin har ett sätt att behandla problem på, som i mångt och mycket skiljer sig från det akademiska. Att dessa skilda synsätt kunnat överbyggas beror till stor del på vidsynthet och god vilja. Särskilt vill jag tacka ingenjör K G Karlsson för många stimulerande och värdefulla diskussioner.

Kapitlet om röntgendosmätning är skrivet tillsammans med Lasse Bergsten och Bertil Ohlsson, vilka bedriver forskning inom röntgenblixtområdet.

Erik Ljung, Alf Karlsson och Leif Odselius är andra kamrater som alltid lyssnat på de problem jag dragit fram och därefter lämnat många konstruktiva uppslag till mig.

Sven Andersson, Stefan Brauer, Roland Jönsson och Christer Willebrand tillhör de, vilka bidragit med att utföra de många och långa mätserierna.

Bland alla de som hjälpt till med att bygga upp all elektronik vill jag nämna Paul Krill, Ronny Larsson och Ylva Odse-
lius. Till avslutningsarbetena hör renritning av bilder och diagram. Dessa har utförts av Göran Agnvall och Ronny Larsson. Tack, Gunvor Berlin, för Ditt snabba och effektiva renskrivningsarbete och för det intresse Du visat för avhandlingsarbetet genom att villigt arbeta utanför ordinarie arbetstid.

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

	Sida
I LADDNING OCH URLADDNING AV ACKUMULATORER	I:1
A. Laddnings- och urladdningsförlopp	I:1
B. Reglersystem	I:1
C. Effektförluster i reglersystemet	I:4
D. Val av reglertransistor och maximal effektförlust i denna	I:4
E. Effektfördelning vid likströmsreglering	I:5
F. Fel vid utstyrning av effektmoduler på grund av strömskiftning och avvikelser hos avkänningsmotstånd	I:18
Referenser	I:22
II BESKRIVNING AV STRÖMREGLERENHETER	II:1
A. Krav	II:1
B. Uppbyggnad av reglerenheterna	II:1
C. Styrkrets	II:5
D. Överspänningsskydd	II:10
III TEMPERATURMÄTNING I ACKUMULATORER	III:1
A. Givare	III:1
B. Temperaturmätning med halvledardiod	
Diodegenskaper	III:3
C. Resistiva givare. Mätkrets och linearitet	III:7
D. Bryggkopplingar med linearisering	III:10
E. Beskrivning av termometer med diodgivare	III:13
F. Beskrivning av termometer med resistansgivare	III:15
Referenser	III:17
IV MÄTNING AV LADDNINGSMÄNGD VID ACKUMULATOR-PROVNING	IV:1
A. Krav	IV:1
B. Laddningsmätare	IV:2
C. Elektroniska spänning-frekvensomvandlare	IV:5
D. Kontinuerlig integration med kontrollerad urladdning	IV:14

	Sida
E. Prototypbeskrivning	IV:16
F. Spänning-frekvensomvandling vid små ingångs- signaler	IV:20
G. Omvandling vid stora ingångssignaler	IV:34
H. Mätning på korta strömpulser	IV:47
I. Omvandlarens arbetsområde	IV:49
J. Tidkrets	IV:51
K. Beskrivning av laddningsmätare utförd med spänning-frekvensomvandlare	IV:52
Referenser	IV:56
 V APPLIKATIONER MED OMVANDLAREN	 V:1
A. Kvotbildning	V:1
B. Kvadratrotbildning	V:3
C. Multiplikation	V:5
D. Invertering, rotutdragning och multiplikation av högre ordning	V:7
E. Mätning av röntgendor	V:9
F. Mätning av vätskors blandningsförhållande	V:13
G. Effektstyrning av ackumulatorer	V:15
H. Sammanfattning	V:16
Referenser	V:17

I LADDNING OCH URLADDNING AV ACKUMULATORER

A. Laddnings- och urladdningsförlopp

En ackumulators prestationsförmåga eller verkningsgrad beror mycket av hur den laddats. För att man skall kunna göra utvärdering av prestanda är det brukligt att ladda ackumulatoren med konstant ström eller vid konstant spänning. Styrning av laddningsförloppet med en kombination därav eller med konstant effekt är också av intresse. Urladdning sker vanligen med konstant ström.

B. Reglersystem

De reglersystem som användes vid Jungnerbolaget före 1967 var manuella. Ackumulatorströmmen reglerades för hand med hjälp av variabla motstånd. Spänningar och strömmar mättes med visarinstrument. Temperaturen i ackumulatorerna mättes med kvicksilvertermometer. Metoden gav dålig noggrannhet och krävde stor personalinsats. Stora strömstyrkor, 1 kA och däröver, blev svåra att kontrollera. Bild I B1 visar en uppkoppling av en urladdningskrets. Observera att vid uppladdning från transformator med likriktare detta system ger pulsad uppladdningsström.

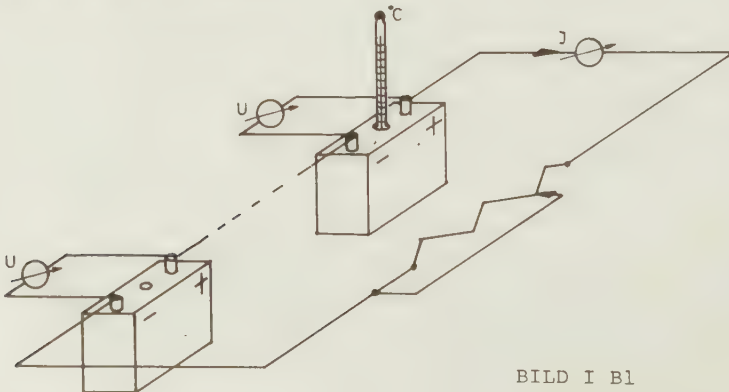


BILD I B1

En ökad noggrannhet skulle fås, om motstånden ställdes in av ett servosystem så att önskad ström eller spänningsfunktion erhöles. Problem med släpkontakterna vid stora strömmar skulle dock kvarstå. För att ett sådant system inte skall bli komplicerat måste det ström- och spänningsintervall inom vilket det skall fungera starkt begränsas. Det blir därmed alltför specialiserat.

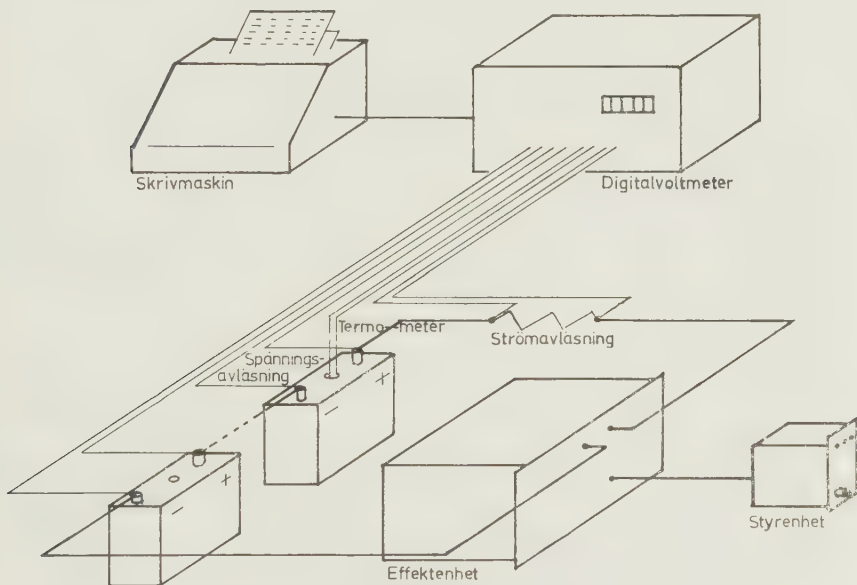


BILD I B2

Elektronisk reglering och mätning får anses vara det självklara alternativet och ett sådant system för strömmar mellan 0,1A och 60A har utvecklats. Huvuddelarna i ett elektroniskt mät- och reglersystem visas i Bild I B2. Ett mer utförligt blockschema visas i Bild I B3. Ackumulatorströmmen hålles vid önskat värde av en effektenhet, vilken styrs av en styr-enhet. För att spara reglersystem seriekopplas provackumulatorerna så att en spänning på upp till 40V erhålles. Detta är den övre gräns vid vilken reglerenheten skall fungera. Den undre gränsen är satt till 6 volt. Emellertid förekommer det att hjälpspänningar måste anlitas så att urladdning till

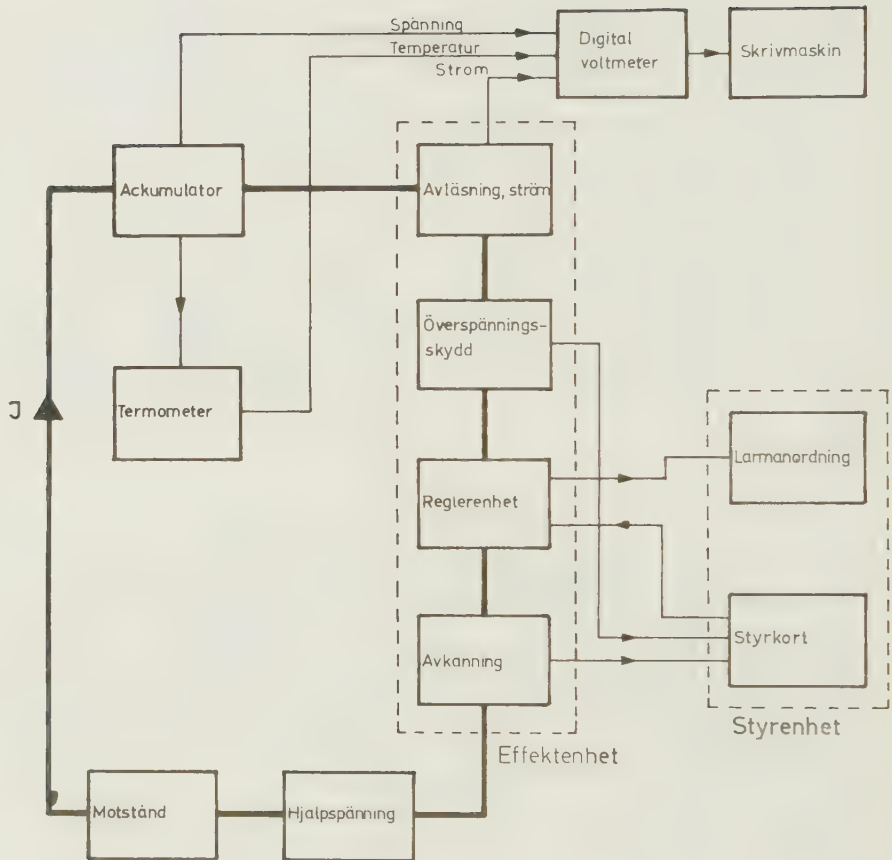


BILD I B3

spänningar under 6V kan ske. Reglerenheten måste därför tåla att anslutas till högre spänningar än 40V utan att ta skada av det. En skyddsanordning hindrar överspänningar att uppträda över ömtåliga komponenter. Under drift tas ev överspänning upp av ett motstånd.

Effektenheterna är bärbara och placeras vid ackumulatorerna. Styrenheterna är alla (19st) samlade i en central, varifrån ackumulatorproven kontrolleras.

C. Effektförluster i reglersystemet

Kostnaden för ett reglersystem beror i hög grad av hur den utvecklade effekten tas om hand och hur den fördelas. Tillförlitlighet och enkelt utförande är andra viktiga faktorer att ta hänsyn till då det gäller reglering och mätning i så stor skala, som det här är frågan om, med flera tiotal samtidiga mätningsserier. Pulsad reglering, vars största fördel är att så gott som hela den utvecklade effekten kan föras över till och tas upp av passiva komponenter, har övervägts. Emellertid måste ackumulatorströmmen vara ren likström, varför effektiva filteringskretsar skulle komma till och göra systemet mer komplicerat, jämfört med ren likströmsreglering. Kravet på tillförlitlighet och enkelhet i utförandet väger till likströmsregleringens förmån, varför sådan också valdes.

D. Val av reglertransistor och maximal förlusteffekt i denna

Likströmsreglering av ackumulatorströmmen innebär i allmänhet att den aktiva komponenten, transistorn, tar upp mer effekt än den gör vid pulsreglering. Ju mer effekt som förbrukas i reglertransistorn ju mer omsorg måste man ägna kylningen av den. Transistorns livslängd (ref) beror av dess kristalltemperatur och det antal temperaturcykler den utsätts för. Då de första strömstyrenheterna byggdes, 1967, var tillgången på livslängdsdata mycket knapphändig. Transistorn 2N3055 hade varit i marknaden en kort tid och specifikationen lämnade mycket att önska. Somliga exemplar uppvisade genombrottstendenser redan för måttliga spänningar och effekter. I senare tid har också från fabrikanthåll [1] angetts att typbeteckningen 2N3055 innefattar ett stort antal utföranden. Denna typ var emellertid så ekonomiskt överlägsen övriga transistorer att något alternativ inte fanns. Det kylsystem som konstruerades var en kompromiss, där kylförmåga, lätt och stabil uppbyggnad, och lågt pris vägdes mot varandra. Prover med transistor på kylplåt av aluminium 4x190x190 mm visade att kristalltemperaturen kunde förväntas bli 110° vid rumstemperatur och

25w förlusteffekt i transistorn. En högre effekt än 25w kunde valts, men de knapphändiga specifikationerna och den ojämna kvaliteten gjorde att strömstyrningsenheterna dimensionerades efter detta värde.

E. Effektfördelning vid likströmsreglering

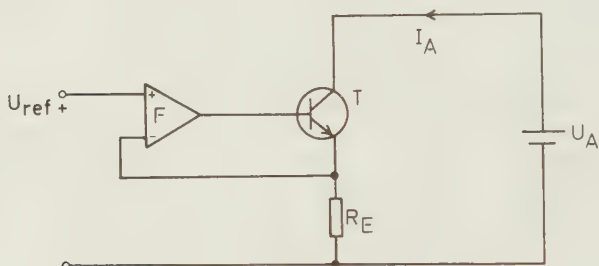


BILD I E1

Principen för konstant strömstyrning framgår av Bild I E1. Förstärkaren F reglerar strömmen genom transistorn T så att spänningen över motståndet R_E hålls konstant även om U_A varierar. Strömmen I_A blir då också konstant, under förutsättning att transistorens basströmsvariationer kan försummas. Spänningen U_A är maximalt 40 volt och minst 6 volt, vilket praktiskt betyder att spänningen över R_E ej bör överstiga 4 volt, om transistorverkan skall finnas då U_A sjunkit till 6 volt.

I denna koppling styr transistorn T direkt hela den reglerade strömmen och blir även den dominerande effektupptagande komponenten. Detta är ogynnsamt ur kostnads- och tillförlitlighetssynpunkt, varför den helst bör avlastas på något sätt, givetvis utan att styrfunktionen går förlorad. Ett första enkelt sätt för avlastning visas i Bild I E2. Eftersom kretsen alltid skall leda en viss minimiström, kan denna ledas förbi transistorn, utan att reglernoggrannheten blir avsevärt sämre. Motståndet R_1 är alltså dimensionerat efter undre

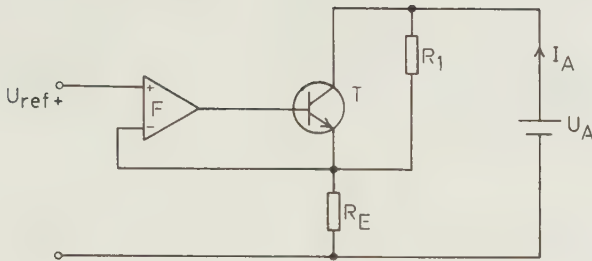


BILD I E2

strömgränsen, I_{Amin} , så att den strömmen går genom R_1 för U_{Amax} . Skall strömmområdet vara en dekad, inses att maximeffekten för transistorn inom arbetsområdet nu blir

$$P_{Tmax} = U_{Amax} \cdot I_{Amax} \cdot 0,9 \quad (1)$$

Effektminskningen är alltså endast 10%. Allmänt sett gäller för koppling enl Bild I E2 att P_{Tmax} inträffar för en spänning U_A , vilken kan uttryckas i U_{Amax} , I_{Amax} och I_{Amin} som

$$U_A = \frac{U_{Amax} I_{Amax}}{2 I_{Amin}} \quad (2)$$

Nu är $U_A < U_{Amax}$, vilket leder till villkoret att minsta strömmen inte kan väljas till mindre än halva maxströmmen om maxeffekten i transistorn förskjutes till spänningar under U_{Amax} . I Bild I E3 visas hur P_{Tmax} beror

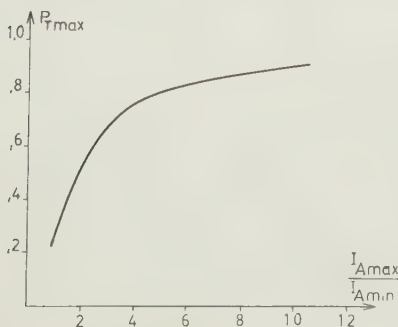


BILD I E3

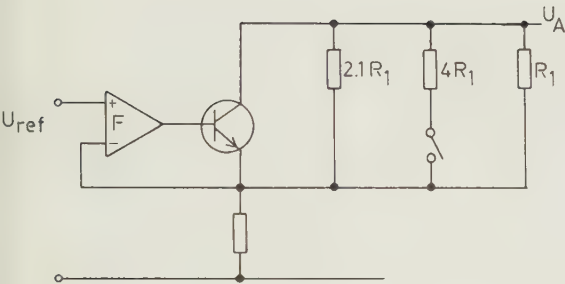


BILD I E5

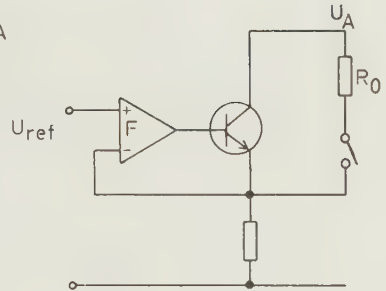


BILD I E6

ett motstånd. Bild I E5 visar kretsen med motstånden dimensionerade med försumbart spänningsfall över R_E . Man inser med hänsyn till ovanstående exempel, att en strömreglerkrets med ett strömmråde på 10:1 skulle komma att innehålla många motstånd och styrda strömbrytare, vilket skulle göra den komplicerad och kostsam.

Om transistorens parallellmotstånd förses med en strömbrytare kommer kretsen att se ut så som Bild I E6 visar. Skall transistoren ta upp samma maxeffekt som tidigare, kommer parallellmotståndet att bli $4R_1$.

Den största vinsten görs tydligen redan med det första motståndet och den första strömställaren. De nästföljande ger i förhållande till insatsen obetydligt utbyte.

En mer avancerad variant av styrning enl Bild I E6 fås, om strömställaren byts ut mot en transistor, så att strömmen genom R kontinuerligt kan styras, se Bild I E7. Styrning

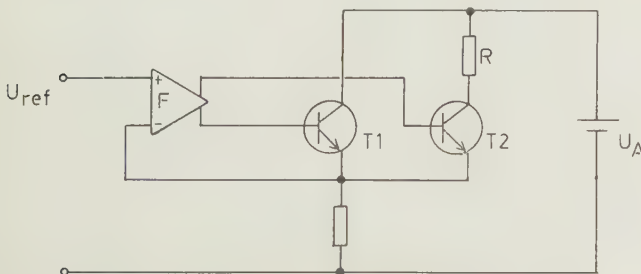


BILD I E7

sker så att strömmen i motståndsgrenen först styrs ut ända tills transistor T2 eventuellt bottenar. Om detta sker, vidtar utstyrning även av transistor T1. En undersökning av effektfördelningen ger som resultat att $R = R_1$ och $I_{Amax} = U_{Amax} R_1$ dvs samma reglerområde fås som för kretsen i Bild I E6. För transistorerna i Bild I E6 kan maxeffekt uppträda vid U_{Amax} . I en reglerkrets enl Bild I E7 kommer maxeffekt i transistorerna att uppträda vid halva U_{Amax} . Man kan för den skull vänta sig större tillförlitlighet med lösning enl Bild I E7.

Ett strömreglersystem enl Bild I E7 för större effekter kan byggas upp enl något av följande alternativ

1. Transistorerna T1 och T2 består av flera parallellkopplade transistorer, Bild I E8
2. Ett antal moduler enl Bild I E7 parallellkopplas, Bild I E9
3. En modul enl Bild I E7 byggs upp av flera transistorer, vilka förses med olika kollektormotstånd. Transistorerna styrs ut i bestämd ordningsföljd.

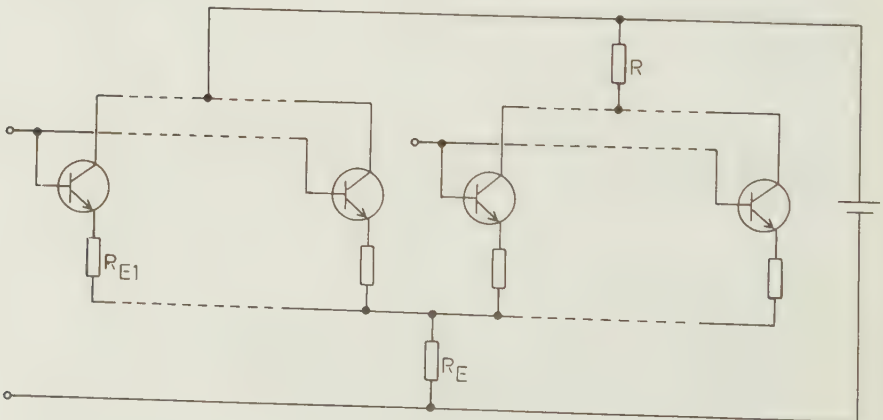


BILD I E8

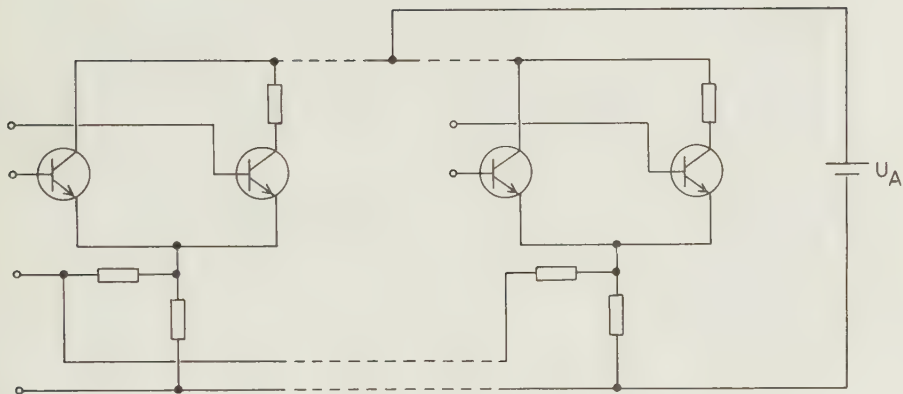


BILD I E9

Arbetsförhållandena för transistorerna enl alternativ 1 och alternativ 2 är samma. Båda reglersystemen kan prestera lika mycket. Antalet starkströmsmotstånd är samma för båda systemen, i alternativ 2 tillkommer ett svagströmsmotstånd för varje modul. Strömmområdet är bestämt i alternativ 1 i och med att avkänningsmotståndet R_E bestämts. I alternativ 2 bestäms strömmområdet av det inkopplade antalet moduler. Förhållandet mellan I_{Amax} och I_{Amin} är däremot samma som för alternativ 1. Alternativ 2 erbjuder ett mer flexibelt system och är därför att föredra framför alternativ 1.

Alternativ 3

För detta alternativ gäller att transistorerna styrs ut i en viss följd, så att effektutvecklingen i varje transistor inte överstiger ett givet värde P_{Tmax} . Antag att utstyrning sker vid maximal ackumulatorspänning U_{Amax} . De transistorer som styrs ut vid U_{Amax} från strypt tillstånd till bottning, kommer att utsättas för maximal effekt när kollektor-emitterspänningen blir $1/2 U_{Amax}$. Deras kollektormotstånd R erhålls ur uttrycket

$$R = \frac{U_{Amax}^2}{4 P_{Tmax}} \quad (4)$$

Utstyrningen av transistorer med detta kollektormotstånd skall alltså ske först, ordningen dem emellan kan dock vara godtycklig. Då samtliga transistorer med kollektormotståndet R blivit fullt utstyrda, dvs bottnar, vid U_{Amax} , skall strömmen I_{Amax} vara nådd. Då ackumulatorspänningen sjunker minskar strömmen genom de utstyrda transistorerna. Strömminskningen kompenseras genom att ytterligare transistorer styrs ut. Bild I E10 visar transistorarrangemanget vid en sådan utstyrning.

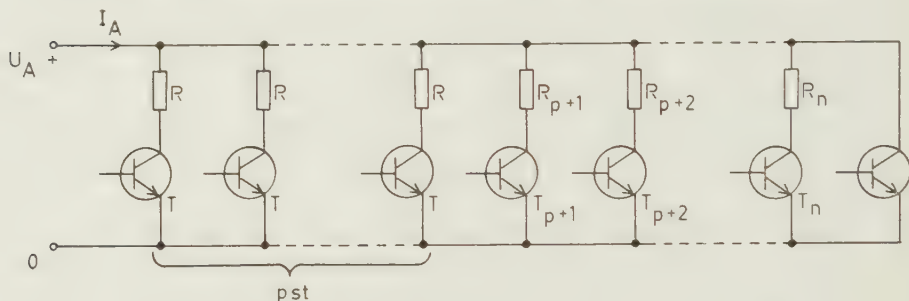


BILD I E10

De p första transistorerna har samma kollektormotstånd R . Maximal ackumulatorström I_{Amax} blir då

$$I_{Amax} = p \cdot \frac{U_{Amax}}{R} = \frac{U_{Amax}}{R_0} \quad (5)$$

Då U_A sjunker från U_{Amax} vidtar utstyrning av transistor T_1 , och effektutvecklingen P i T_{p+1} ökar. Då U_A nått $k_1 \cdot U_{Amax}$ är $P = P_{Tmax}$. P_{Tmax} inträffar då halva ackumulatorspänningen faller över transistoren.

$$\frac{1}{2} k_1 \cdot U_{Amax} \cdot \frac{k_1 U_{Amax}}{2R_{p+1}} = P_{Tmax} \quad (6)$$

Akkumulatorströmmen $I_A = I_{Amax}$ är konstant, vilket ger

$$\frac{k_1 U_{Amax}}{R_0} + \frac{k_1 U_{Amax}}{2R_{p+1}} = I_{Amax} \quad (7)$$

Ur ekv (6) och (7) kan R_1 lösas

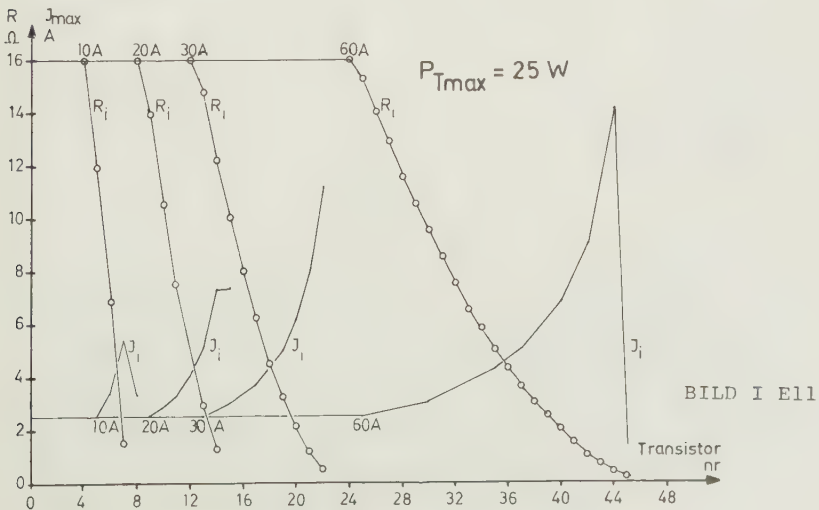
$$R_{p+1} = \frac{U_{Amax}^2 - 4 R_0 P_{Tmax}}{8 P_{Tmax}} + \sqrt{\left(\frac{U_{Amax}^2 - 4 R_0 P_{Tmax}}{8 P_{Tmax}}\right)^2 - \frac{R_0}{4}} \quad (8)$$

Max tillåten effekt i transistorn T inträffar för två värden på R_{p+1} där det större värdet gäller för spänningar strax under U_{Amax} . Det är detta som är aktuellt. Strömminskningen i de p första transistorerna kompenseras så länge T_{p+1} är styrbar dvs tills den bottenar. Detta sker då $U_A = U_1$. Summan av alla delströmmar är I_{Amax} , vilket ger

$$\frac{U_1}{R_{p+1}} + \frac{U_1}{R_0} = I_{Amax} \quad (9)$$

$$U_1 = \frac{R_0 R_{p+1}}{R_0 + R_{p+1}} I_{Amax} = R_{01} I_{Amax} \quad (10)$$

Med utgångspunkt från ekv (10) kan motståndet R_{p+2} beräknas, som i sin tur ger möjlighet att beräkna den spänning U_2 där T_{p+2} bottenar osv. Bild I El1, I El2 och I El3 visar motståndsvärden R_i som funktion av transistornummer i för olika P_{Tmax} med I_{Amax} , som parameter. I samma Bild visas



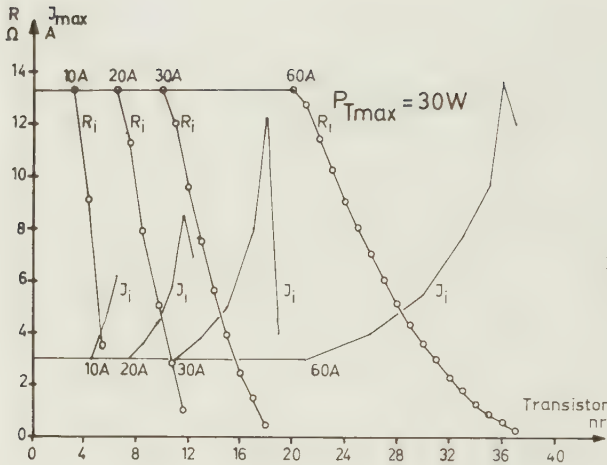


BILD I E12

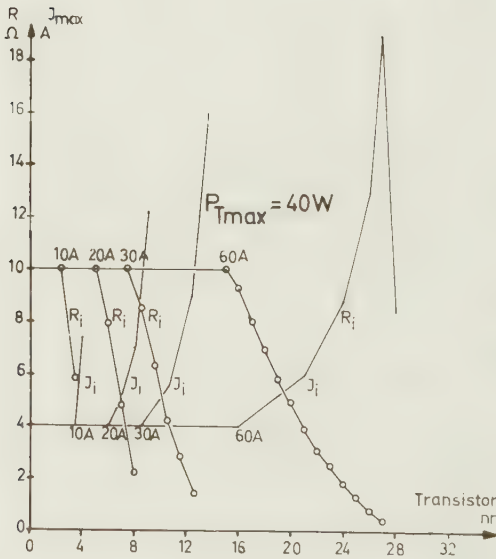


BILD I E13

också den största ström, som kan komma att passera respektive transistor. Strömmen i sluttransistorerna stiger kraftigt, då ackumulatorspänningen går mot sitt minimivärde. Bild I E14 a,b visar strömförstärkningen, som funktion av kollektorströmmen för transistortyperna 2N3055 och 2N3771 [2]. Enl dataangivelser för 2N3055 [2] är kollektoremitterspänningen maximalt 1.1 volt för 4A kollektorström och 0.4A basström. Det är en

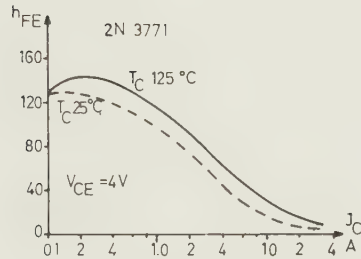
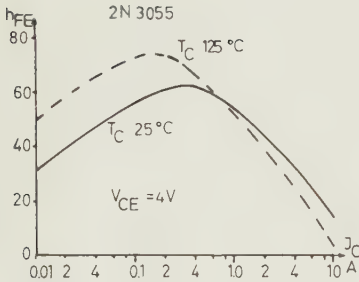


BILD I E14

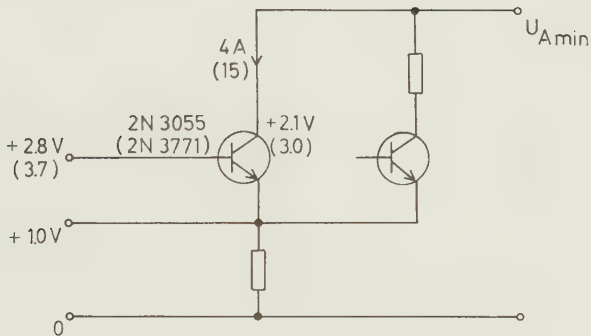


BILD I E15

rimlig gräns att driva transistorn till. Bild I E15 visar spänningsnivåerna för en reglerkrets, där maximal transistorström är 4A. Här finns marginal kvar för spänningsfall för emitterföljarsteg, emittermotstånd och skyddskrets. Värderna för 2N3771 är satta inom parentes. En strömstyrenhet enligt alternativ 3 kan utföras på två sätt. Det ena innebär uppbyggnad med enbart en transistortyp, vilket innebär att enheten består av en eller flera moduler. Den andra uppbyggnaden innebär blandning av minst två transistortyper t ex 2N3055 för steg, där strömmen är mindre än 4A och 2N3771 för de övriga. Minsta antalet transistorer fås om enheten byggs upp så att den bestyckas med transistorer avpassade för respektive maximi-strömmar. Detta sätt är inte nödvändigtvis det billigaste.

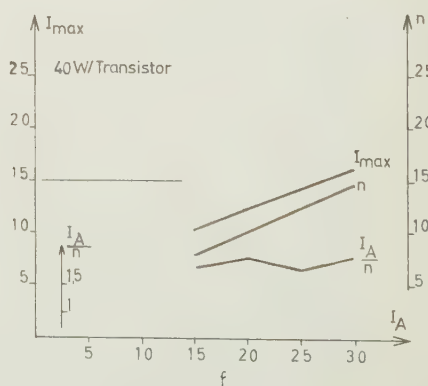
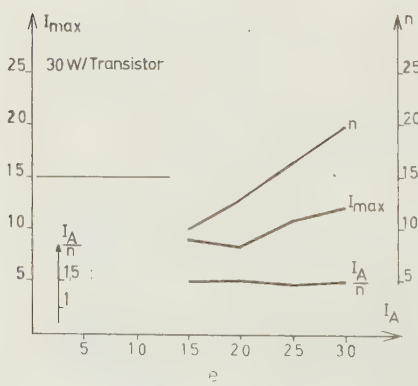
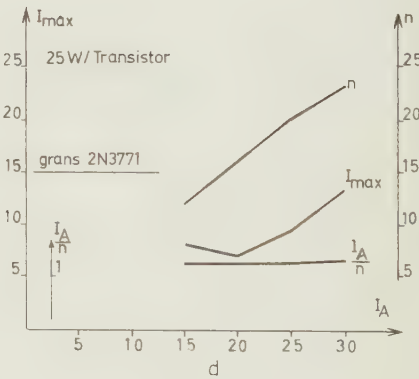
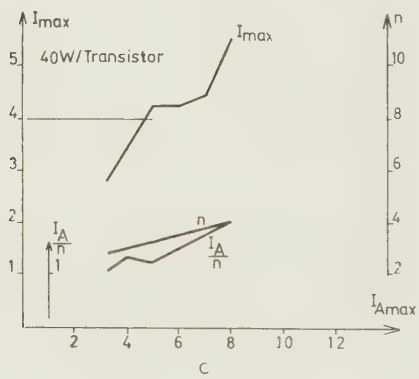
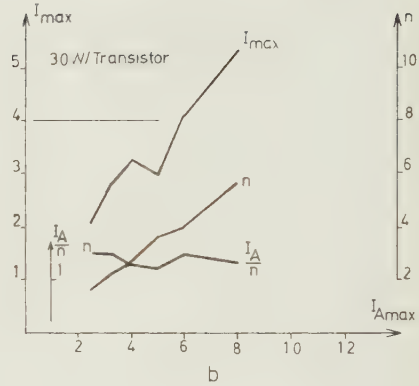
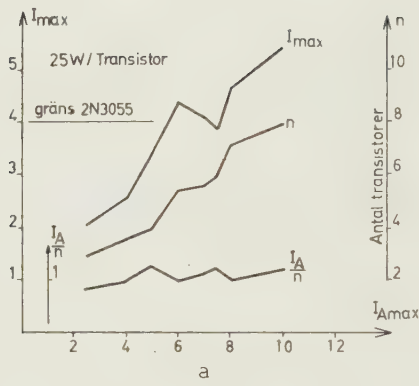


BILD I E16

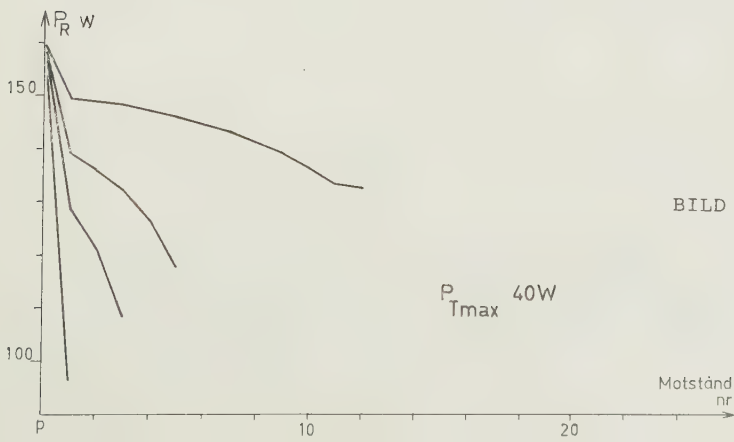
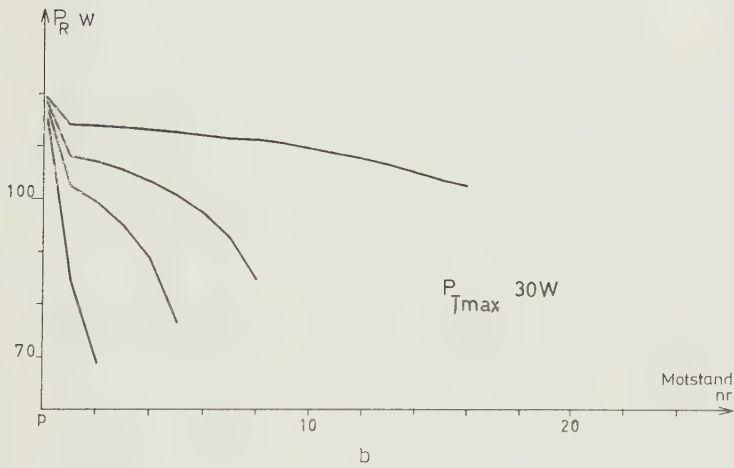
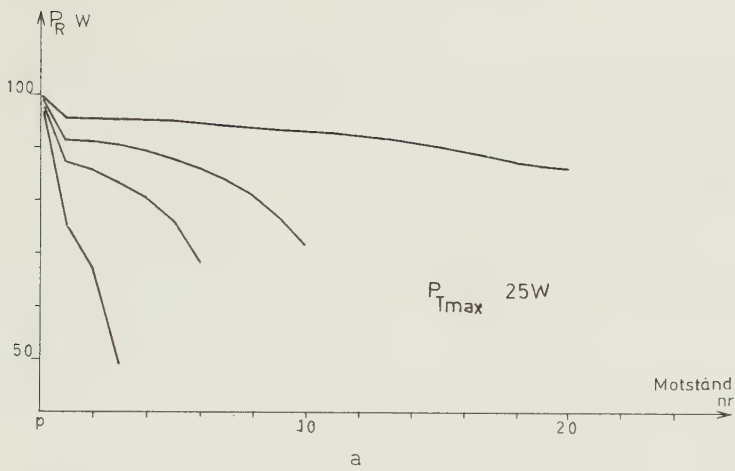


BILD I E17

Vid den tid (1966-1967) då de första strömstvrenerheterna konstruerades var transistorn 2N3055 den, som gav största ekonomiska utbytet. Prisförhållandet till andra transistorer nu, 1974, är fortfarande gynnsamt för 2N3055. Emellertid kan prisgapet nu lättare överbryggas, de ökade monteringskostnaderna nu talar mot användningen av 2N3055. Användningen av 2N3771 innebär inte bara minskade monteringskostnader till följd av mindre antal komponenter, utan hela enheten blir lättare att handskas med, eftersom den kan göras mindre. Mindre antal komponenter betyder också en mindre servicekrävande enhet. Kylsystemet blir emellertid dyrare. Bild I E16 visar ett antal diagram, där den största ström, som någon transistor i koppling enl Bild I E10 kan styras ut till, är avsatt som funktion av maximal ackumulatorström I_{Amax} . I diagrammen är inritat nödvändigt antal transistorer n . Förhållandet mellan I_{Amax} och n utgör ett slags ekonomiskt godhetstal för enheten och det är också avsatt som funktion av I_{Amax} . Utföres strömstyr-enheten så att maximalt 25 W tillåtes per transistor skall transistor 2N3055 användas. Enl Bild I E16a får man 1,25A/transistor vid $I_{Amax} = 5A$. Obetydligt fler antal ampere/transistor fås enl Bild I E16d om man använder 2N3771 vid $I_{Amax} = 30A$. En 30A enhet kan således byggas upp av antingen 6 moduler vardera innehållande 4 st 2N3055 transistorer eller som Bild I E11 ger anvisning om, av 17 st 2N3055 och 5 st 2N3771 transistorer. En optimal dimensionering innebär också att hänsyn skall tas till att olika stor effekt tas upp av motstånden R_i . Bild I E17abc visar maxeffekt för varje enskilt motstånd.

Uppbyggnaden av en strömstyrenhet beror mycket av hur stor effekt som kan förbrukas i transistorn. Tillåtes 40W/transistor överflyttas intresset mer åt 2N3771 transistorn.

Vid $P_{Tmax} = 40W$ kommer en 30A enhet att behöva endast 15 transistorer varav 5 är 2N3771, se Bild I E16f och Bild I E13. Om enbart 2N3055 använts skulle 22 st behövs.

Jämförelse alternativ 2 - alternativ 3.

Alternativ 2 ger 1,25A/transistor vid 25W förlusteffekt, vilket är samma som alternativ 3 ger då I_{Amax} är liten. Vid större strömmar ger alternativ 3 en alltmer framträdande transistorvinst. Alternativ 3 kräver för utstyrning av reglertransistorerna en mer komplicerad styrkrets, vilket motverkar transistorvinsten i strömstyrenheterna. Vid låga och medelhöga strömmar (upp till 30A) väljes alternativ 2.

F. Fel vid utstyrning av effektmoduler på grund av strömskiftning och avvikelser hos avkänningsmotstånd

Antag att en strömregleringsenhet är uppbyggd av ett antal n st, styrda strömgeneratorer så som Bild I F1 visar. De genererade strömmarna $I_1 \dots I_n$ avkännes med hjälp av motstånden $R_1 \dots R_n$. Ett medelvärde U av spänningarna bildas av motstånden R .

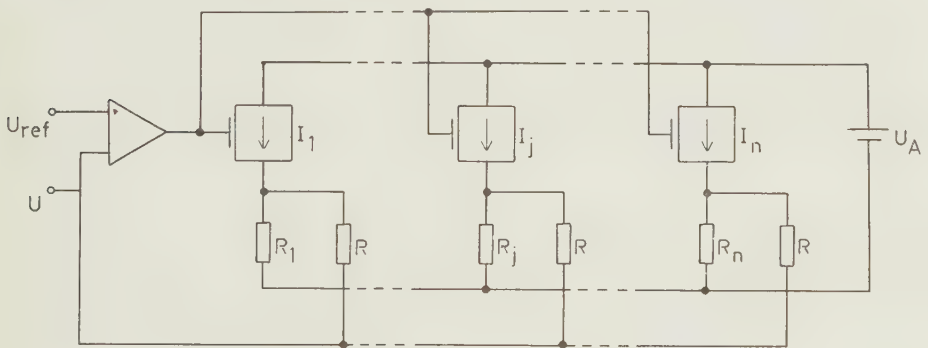


BILD I F1

Principschema för en strömgenerator enl Bild I E7 visas med aktuella beteckningar i Bild I F2. Utstyrningen av denna sker på tidigare beskrivet sätt, dvs vid stora U_A -värden, styr T_{2j} hela strömmen och då U_A sjunker tar gradvis T_{1j} över. På grund av spridning i data hos transistorerna kommer strömskiftet att ske olika för de olika modulerna. Avkänningsmotståndet R_j har en viss tolerans δ_j och resultatet av strömskift-

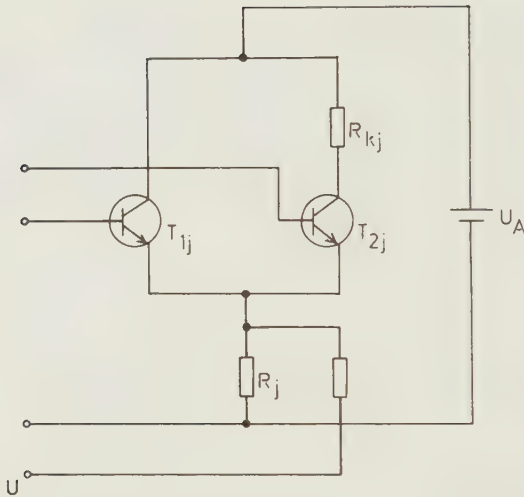


BILD I F2

ningen mellan modulerna är en ändring i medelvärdesspänningen U . Denna förändring avkännes av en förstärkare, som styr ut transistorerna så att U går mot sitt begynnelsevärde U_0 . Därvid kan strömmen I_A ändras. Det är denna ändring som skall beräknas. Schemat i Bild I F1 ritas om till ett mer beräkningsvänligt schema, se Bild I F3. Spänningen U avläses i nod A. Ur Bild I F1 och Bild I F3 fås följande samband

$$\sum_{j=1}^n I_j = I_A \quad (1)$$

$$\sum_{j=1}^n i_j = 0 \quad (2)$$

$$U = U_j + i_j R \quad j = 1 \dots n \quad (3)$$

$$U_j = (I_j - i_j) R_j \quad j = 1 \dots n \quad (4)$$

De n st ekv (3) adderas och med hjälp av ekv (2) fås

$$nU = \sum_{j=1}^n U_j \quad (5)$$

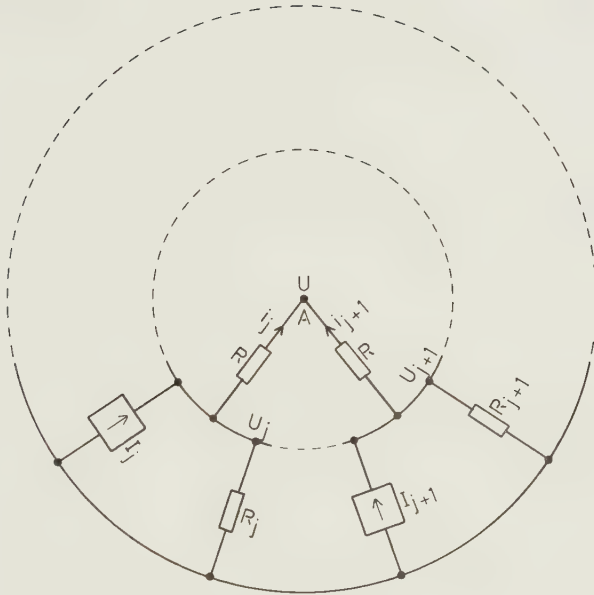


BILD I F3

Ekv (4) insatt i ekv (5) ger

$$nU = \sum_{j=1}^n (I_j - i_j) R_j \quad (6)$$

Motstånden R väljes så stora att i_j kan försummas gentemot I_j . Om toleransen hos R_j är $\delta_j\%$ kan R_j skrivas som

$$R_j = R_0 + \frac{\delta_j R_0}{100} \quad (7)$$

Insättes ekv (7) i ekv (6) fås

$$nU = R_0 \sum_{j=1}^n I_j + R_0 \sum_{j=1}^n \frac{I_j \delta_j}{100} \quad (8)$$

Antag att alla I_j har samma värde I vid ett visst värde på U_A . Vid detta tillfälle är spänningen i nod A U_0 . Ekv (8) ger då

$$nU_0 = nR_0 I + R_0 I \sum_1^n \frac{\delta_j}{100} \quad (9)$$

Om förstärkningen F är oändligt stor kommer spänningen i nod A att vara konstant dvs

$$U = U_0$$

Detta gör HL i ekv (8) och ekv (9) lika, vilket ger

$$\sum_1^n I_j = nI + I \sum_1^n \frac{\delta_j}{100} - \sum_1^n \frac{I_j \delta_j}{100}$$

$$\sum I_j = nI + \sum_1^n (I - I_j) \frac{\delta_j}{100} \quad (11)$$

Om I_j avviker med $p_j\%$ från I blir ekv (11)

$$\sum_1^n I_j = nI + I \sum_1^n \frac{p_j \delta_j}{100 \cdot 100} = nI \left(1 + \frac{1}{n} \sum_1^n \frac{p_j \delta_j}{100 \cdot 100} \right) \quad (12)$$

Betecknas den procentuella ändringen i strömmen I_A med η blir

$$\eta = \frac{1}{n} \sum_1^n \frac{p_j \delta_j}{100} \quad (13)$$

Referenser:

1. Jules H. Gilder Electronic Design 23 Nov 8 1973 p 80
2. Power Transistors and Power Hybrid Circuits RCA Solid State Databook Series SSD-204A p 28-34, p 52-59.

II BESKRIVNING AV STRÖMREGLERENHETER

A. Krav

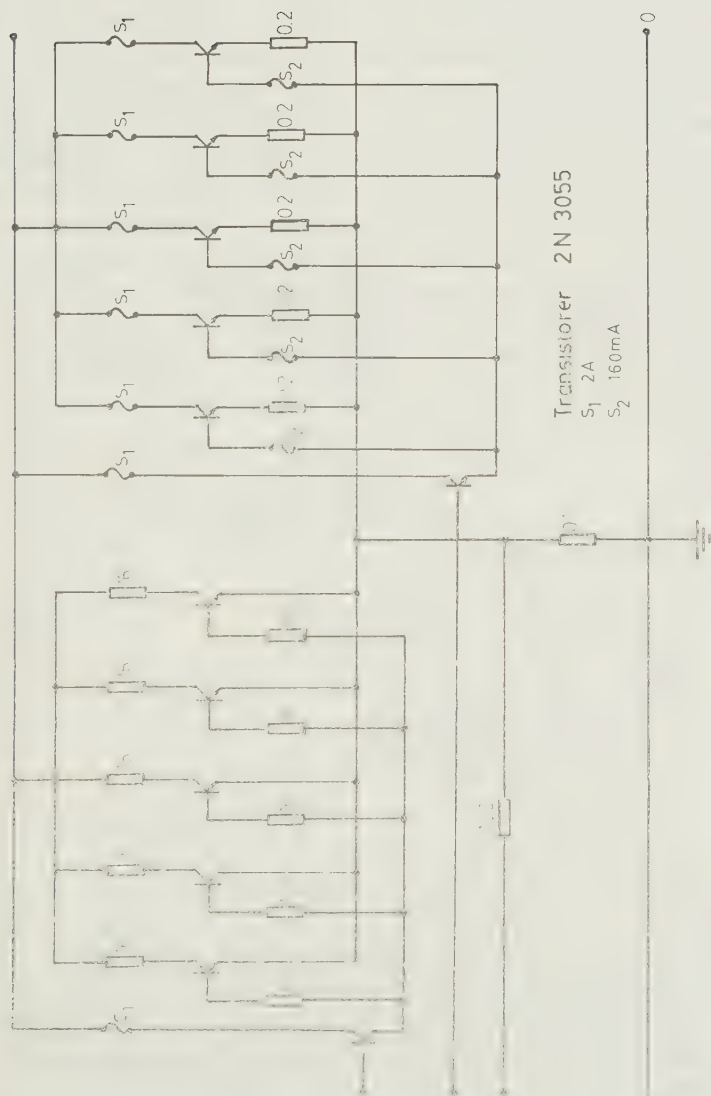
Reglerenheten skall hålla inställd ström med en noggrannhet bättre än 0,5% inom angivet spänningsområde (40V-6V). Strömmen skall vara kontinuerligt inställbar inom minst 1 dekad. Strömområdena och antalet enheter inom resp strömområde är

1.	0,1 - 2A	5 st
2.	1 -10A	6 st
3.	1 -20A	5 st
4.	6 -60A	3 st

Senare tillkom 17 st 20A enheter och en 4kA enhet. Texten nedan beskriver den första uppsättningen. Vid konstant spänningsladdning skall laddningsförloppet vara sådant att laddning först sker med konstant ström och sedan med konstant spänning, då en viss förinställd spänningsnivå uppnås. Den nivå vid vilken övergång skall ske till konstantspänningsladdning skall kunna ställas in godtyckligt mellan 1V och 40V. Inställd spänningsnivå skall hållas med en noggrannhet bättre än 0,5% vid strömändring från 60A till 0A. Reglerenhetererna skall tåla att anslutas till $\pm$ 120V likspänning. Reglerenhetererna skall styras från en central av styrkort. Styrkortet skall vara lika och kunna styra vilken som helst av reglerenhetererna.

B. Uppbyggnad av reglerenhetererna

Antalet strömområden bestämmer antalet modeller av reglerenhetererna. Dessa kallas då 60, 20, 10 och 2A enheter. Den övervägande delen av alla enhetererna består av 20A och 10A enheter. Endast tre 60A enheter ingår. Dessa konstruerades därför så att styrningen av dem blev samma som för 20A och 10A enhetererna. Därmed föll utförandet av 60A enheter enl alternativ 3 bort. Dessa enheter byggdes i stället upp av moduler om 10A vardera. Bild II B1 visar en 10A modul. Modulen består av effektttransistorer kopplade enl alternativ 2. Enl detta alternativ räcker det



med 4 par 2N3055 transistorer vid 25W förlusteffekt. Modulen försågs emellertid med 5 par transistorer för att ge utrymme för transistorbortfall. För att minska spridningen i ström mellan de transistorer, vilka ej har kollektormotstånd, utrustades dessa med emittermotstånd. Gruppen av transistorer med kollektormotstånd motsvarar $T2_j$ transistorerna i Bild I F2 och gruppen utan kollektormotstånd $T1_j$ transistorerna i samma bild. Den resulterande spridningen i ström mellan olika moduler blir mindre än om modulerna bestått av enbart två transistorer. En mätning på ett litet antal, 14 st, transistorer av typ 2N3055 gav vid 2A medelström en spridning mellan exemplaren som var mindre än $\pm 15\%$. Med 0.2Ω emittermotstånd reduceras spridningen till mindre än 8% . Den procentuella ändringen η i ström för en enhet innehållande n st moduler blir enl kap I F om 20% av transistorerna faller bort i hälften av modulerna då

$$p_1 = p_2 = p_n = 10\% \quad \text{och}$$

$$p_{\frac{n}{2} + 1} = p_{\frac{n}{2} + 2} \dots = p_n = (10+20) = 30\% \quad \text{och}$$

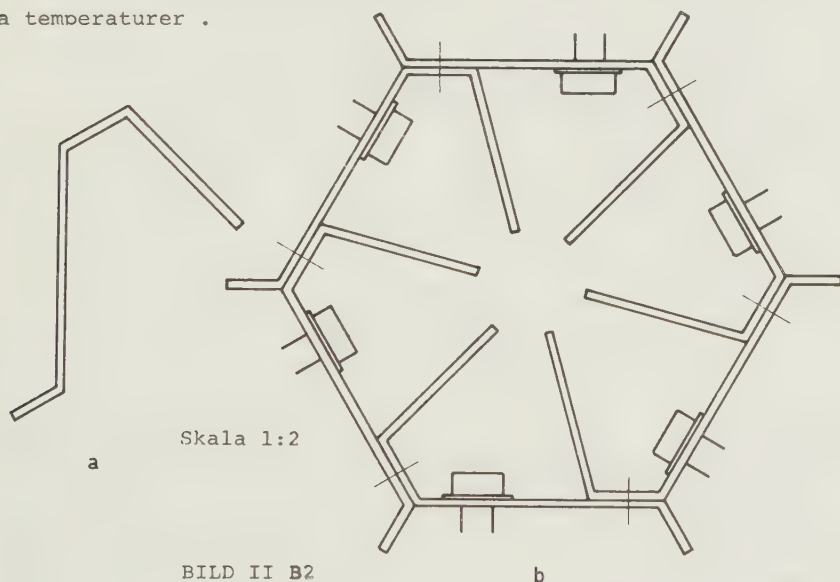
$$\delta_1 = \delta_2 = \dots \delta_n = 1\%$$

$$\eta = \frac{1}{n} \cdot \frac{\frac{n}{2} \cdot 10 + \frac{n}{2} \cdot 30}{100}$$

$$\eta = 0,2\%$$

Detta värde är ett maximalvärde ty om mindre än hälften av modulerna förlorat transistorer hade η blivit mindre. Om däremot mer än hälften förlorat transistorer hade dessa uppfattats som "normala" moduler och spridningen därmed blivit mindre. Göres avkänningsmotstånden med en noggrannhet på 1% finns tillräcklig marginal kvar för fel som uppstår på grund av ändlig förstärkning hos reglerförstärkaren och temperaturdrift i denna och dess referensspänning. De två transistor-

grupperna $T1_j$ och $T2_j$ styrs av var sin emitterföljare för att minska strömmen från styrkortet. Den låga effektförlusten i transistorerna (25W/transistor) gjorde att en aluminiumplåt kunde användas som kylelement. Plåten bockades så som Bild II B2a visar. Sex sådana plåtar hopskruvade ger en stabil kyltrumma, Bild II B2b, att montera transistorer, motstånd och säkringar på. Kollektormotstånden kommer att ta upp en effekt på nästan 100 W som mest. Den effekten måste avlägsnas från själva reglerenheten och då fläktkylning ändå behövs för en trumma placerades motstånden i slutet av trumman i luftströmmen. Detta medförde att 50W motstånd kunde användas utan att de blev utsatta för höga temperaturer.



En 2A enhet förbrukar så låg effekt och kräver så litet antal transistorer att kostnaden för fläktkylning blir oproportionerligt hög. Ett litet antal 2A-enheter är enklast att utföra med enbart transistorer utan effektaavlastande motstånd. Man slipper då anskaffa 100W motstånd. Ett sådant är dyrare än en reglertransistor. Enheterna för 2A byggdes därför upp av 5st effektt transistorer, vilka försågs med strömutjämnande emittermotstånd. Transistorerna placerades på separata aluminiumkylplåtar 4 mm tjocka och 200 mm i fyrkant.

C. Styrkrets

Förstärkaren som styr reglerenheten är en operationsförstärkare. Den och dess referensspänningsgenerator är placerade i ett styrkort, vilket befinner sig på stort avstånd från reglerenheten. Mellan avkänningsmotståndets jord och referensjord kan uppstå spänningar, U_s , t ex som en följd av att andra reglerenheter också är anslutna till samma jordledning. För den skull sker strömvakning via ett differentialsteg DS, se Bild II C1.

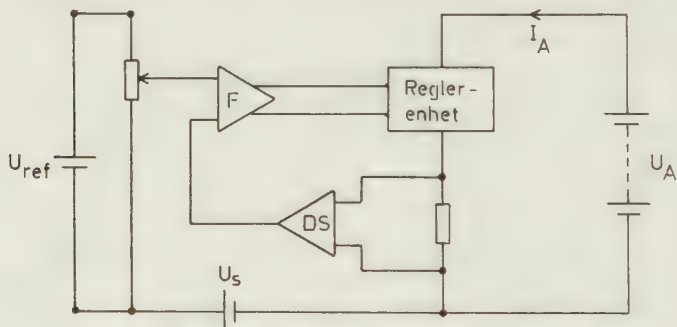


BILD II C1

Förstärkaren F har två utgångar, den ena påverkar via emitterföljare transistorer av $T1_j$ typ och den andra transistorer av $T2_j$ typ, se Bild I F2. Transistorer av $T2_j$ typ styrs ut först; när dessa bottenar skall $T1_j$ typen styras ut. En sådan styrning erhålles om en konstant spänningsskillnad lägges in mellan basledningarna till dessa transistorer. Med hjälp av en diod D1 (inringad) se Bild II C2a, spaltas operationsförstärkarens utgång upp i två grenar med en i det närmaste konstant spänningsskillnad på 0,6 volt. Övriga dioder har till funktion att skydda slutstegets transistorer mot skadliga spänningar. Bild II C2b visar ett komplett schema vari också ingår kretsar, vilka utlöser optisk och akustisk signal då reglerenheten ej arbetar inom 40V - 6V intervallet.

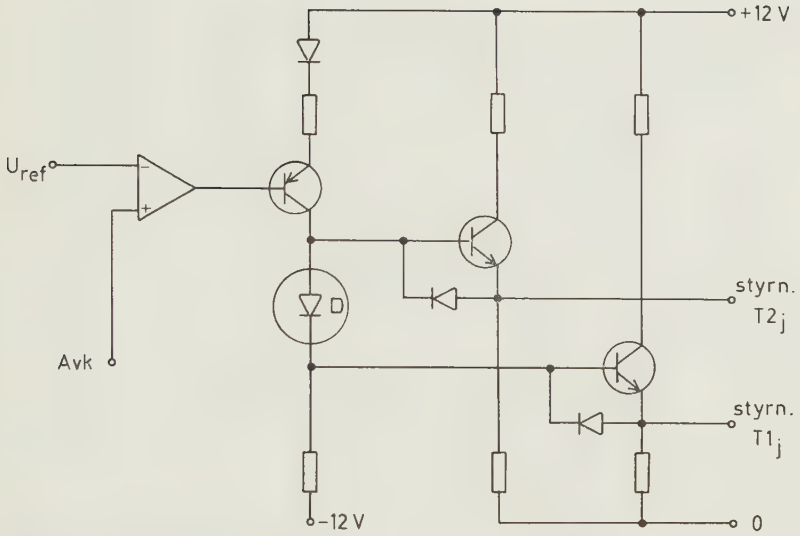


BILD II C2a

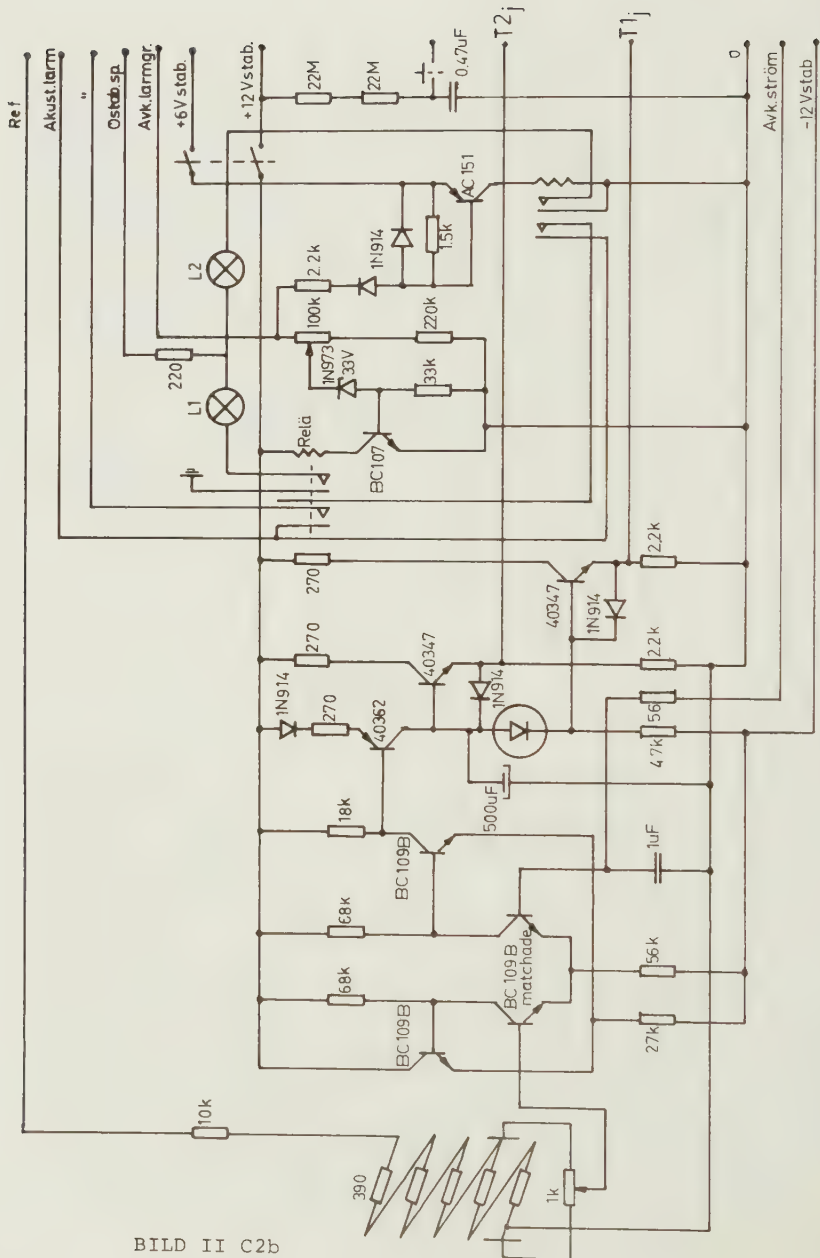


BILD II C2b

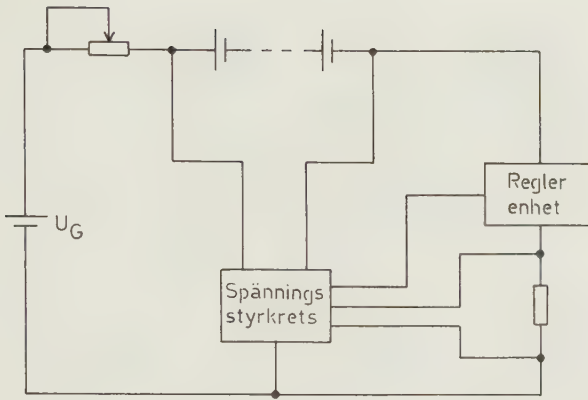


BILD II C3

Blockschema för konstantspänningsstyrning visas i Bild II C3 . Det första skedet av uppladdning sker med konstantström. Reglerenheten och styrkortet kopplas på samma sätt som för konstantströmladdning. Ackumulatorerna placeras därför på "högspänningssidan". För att klara spänningsvariationer över reglerenheten göres spänningsavkänningen flytande. Information om ackumulatorspänningen överföres till strömsteget med hjälp av en optokopplare. På så vis fås lätt överföring av även likspänningstillstånd. Bild II C4 visar ett komplett schema för strömstyrkretsen. Strömavkänningsförstärkaren består av ett differentialsteg, T1, T2. Ett aktivt motstånd i form av transistorn T3 och dess emittermotstånd R_3 ger steget hög förstärkning. Parallellt med R_3 är kopplat en transistor T4. Genom att styra ut den transistorn kan den aktiva resistansen ändras och därmed också stegets förstärkning. T4 styrs ut av en fotodiod via en FET emitterföljare. Den är dimensionerad så att T4 är strypt då inget ljus faller på fotodioden. Strömstyrkretsen styr då ut reglerenheten med konstantström, vilket bestäms av inställd referensspänning. Då ljus faller på fotodioden förändras det aktiva motståndet och därmed påverkas strömmen genom reglerenheten, reglerenheten är nu ljusstyrd och strömstyrningen satt ur spel.

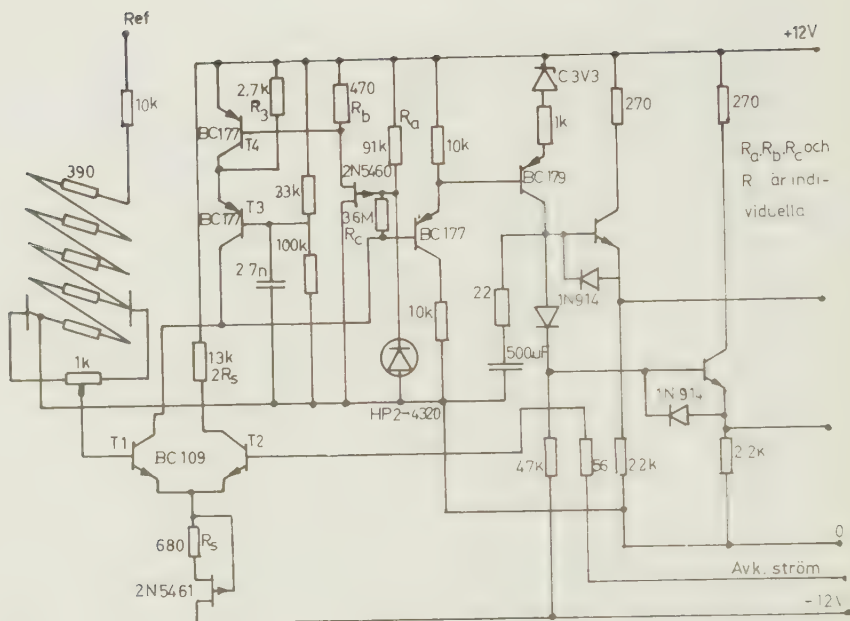


BILD II C4

Bild II C5 visar schemat för spänningsavkänningskretsen. Förstärkaren består av ett differentialsteg med en lysdiod i ena utgången. Spänningsavkännningen är lagd så att lysdioden är släckt, då avkänd spänning är för låg. Lysdioden är kopplad till fotodioden i Bild II C4. Ökar spänningen över ett visst inställt värde kommer fotodioden att styras ut av lysdioden. Därmed övergår kontrollen av effektenheten från strömavkänningsförstärkaren till spänningsavkänningsförstärkaren. Inställning av önskad spänningsnivå sker med ett variabelt motstånd R_p genom vilket en konstantström I_p flyter se Bild II C5. Konstantströmgeneratoren utgörs av en transistor, T3. Om strömgeneratoren ej belastas, kommer en spänningsändring över ackumulatoren att oförminskad uppträda över strömgeneratoren oberoende av vilket R_p värde, som ställts in. På så vis påverkas inte regler-noggrannheten av spänningsinställningen. För att minska in-
verkan av differentialstegets ingångsresistans sattes en buffert i form av emitterföljare in mellan differentialsteget och konstantströmgeneratoren.

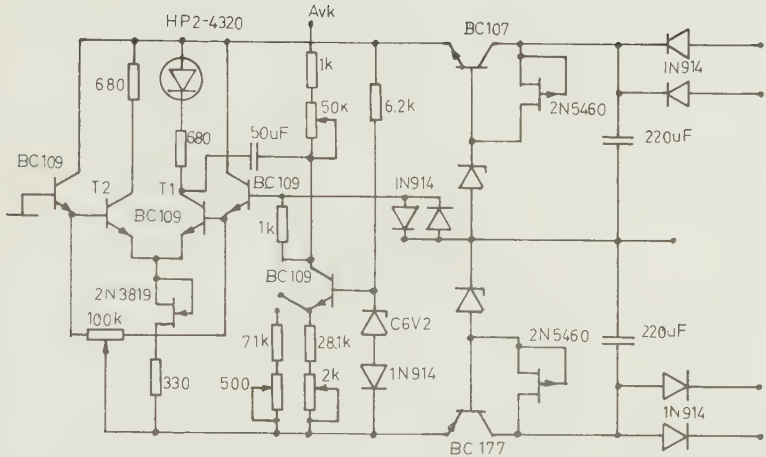


BILD II C5

D. Överspänningsskydd

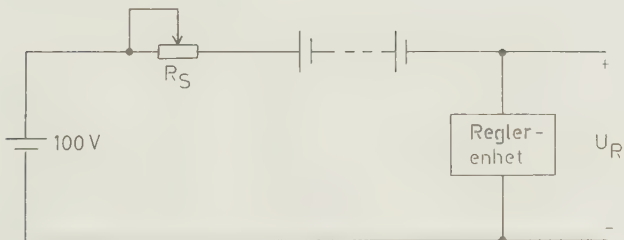


BILD II D1

Vid laddning av ackumulatorer kan spänningsaggregat, vilka lämnar högre spänning än effekttransistorerna i reglerenheten tål, komma att användas. Eventuell överspänning tas bort med ett seriemotstånd se Bild II D1. Om seriemotståndet ställs in fel, om reglerenheten startas med låg inställd ström eller om laddningsaggregatet felpolas kan spänningsfallet över enheten bli sådant att den skadas. Bild II D2 visar en krets, vilken isolerar enheten från spänningar, vilka ligger utanför intervallet 0-40 volt.

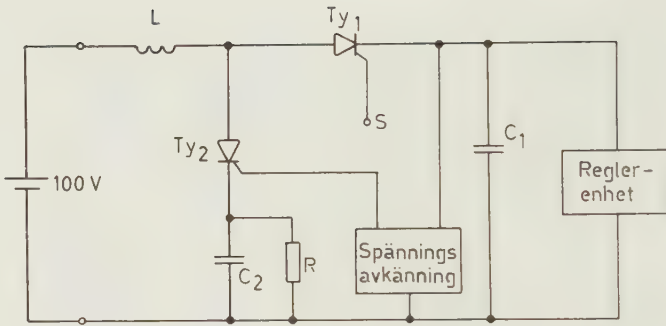


BILD II D2

Tyristor Ty_1 spärrar för negativa spänningar och fungerar som strömställare då enheten anslutes till positiva. Antag att enheten är ansluten till en spänningsgenerator U_G så som Bild II D2 visar. Ty_1 göres ledande genom att en strömpuls tillföres dess styrkrets. Kondensatorn C_1 laddas upp av spänningsgeneratoren via induktorn L . Då spänningen över kondensatorn passerar en viss nivå (40V) avger en spänningsavkännande krets en strömpuls till Ty_2 's styrkrets. Ty_2 blir ledande och kortsluter via C_2 Ty_1 's anod till jord. Ty_1 blir då backspänd och oledande. Då C_2 laddats upp till 100 volt blir Ty_2 oledande och C_2 laddas därefter upp genom R . Ett inkopplingsförlopp med 100V generatorspänning visas i Bild II D3. Ett schema för en skyddskrets visas i Bild II D4.

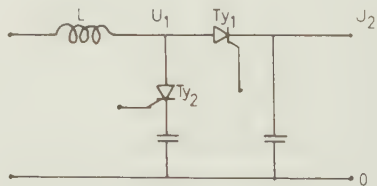
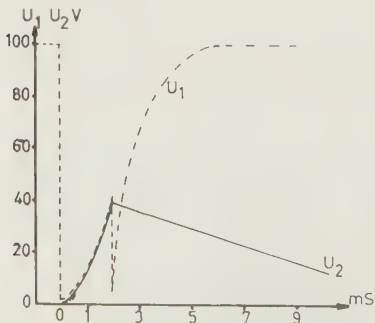


BILD II D3

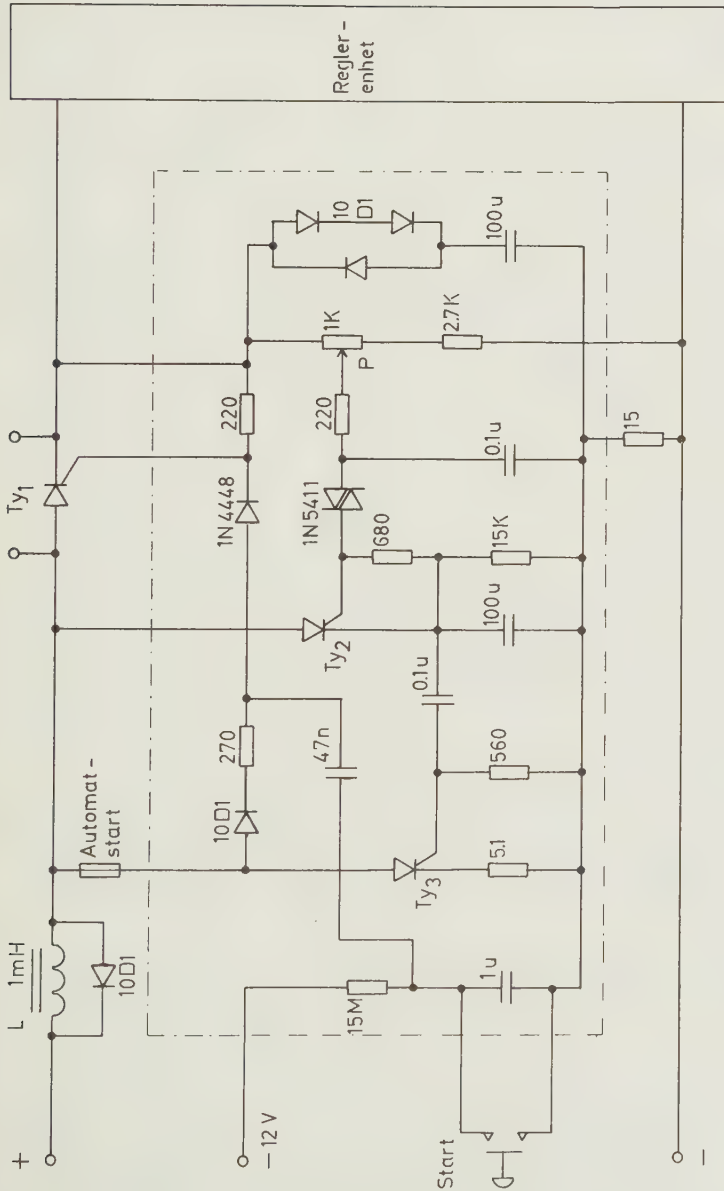


BILD II D4

III TEMPERATURMÄTNING I ACKUMULATORER

A. Givare

Vid temperaturmätning med elektronisk avläsning är man principiellt sett relativt obunden beträffande beloppet av givarens signal, eftersom man kan förstärka signalen, så att en lämplig skala erhålls för presentation av mätvärdet. Dessutom finns möjligheter till elektronisk nollpunktskorrigering och elektronisk analog eller digital korrigering av kända olineariteter hos givaren. Exempel på detta finns i modern utrustning för termoelement som givare, där signalen principiellt sett är en potentialdifferens, som är en känd funktion av en temperaturdifferens.

Om man väljer en givare, där förhållandet mellan ström och spänning är en entydig funktion av temperaturen, kan resultatet formellt sett göras till en absolutmätning, och lämplig skalfaktor kan ofta erhållas direkt genom val av den oberoende storheten i ström-spännings-förhållandet. Linearitetsproblemet kvarstår givetvis, men korrigering av kända avvikelser kan ske på motsvarande sätt som beträffande termoelement.

När det gäller ett relativt begränsat temperaturområde, förefaller det enklast att välja någon givare, som inom detta område kan användas utan linearitetskorrigering. Den följande framställningen ger ett par lösningar på detta, varvid det aktuella temperaturområdet ligger inom -40 – $+100^{\circ}\text{C}$.

Den aktuella mätuppgiften gällde temperaturmätning hos ackumulatorceller, antingen inuti eller i oljebad utanför cellerna. Mätvärden från några tiotal mätställen skulle lagras i kommersiell datalogg, och det var önskvärt med ett linjärt och numeriskt enkelt samband mellan temperatur och spänning in på dataloggen. Celsiusgradering uppfattas som självklar. Två typer av givare föreföll väl lämpade för uppgiften, nämligen i första hand resistiv givare men också pn-övergång i kisel, transistor eller diod. Utvecklingen kom att ske parallellt, så att utrustning för båda typerna har framställts och används i kontinuerlig drift.

En resistiv givare har idealt en resistans $R_\theta = R_0(1 + \alpha\theta)$ där θ är temperaturen i $^{\circ}\text{C}$ och följaktligen R_0 resistansen vid 0°C . Temperaturkoefficienten α är givetvis i det ideala fallet konstant.

En ström I genom givaren ger spänningen

$$U = I R_\theta = I R_0 + \alpha I R_0 \theta. \quad (1)$$

Produkten $I R_0$ kan lätt väljas så att $\alpha I R_0 = 1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ för ett flertal i handeln tillgängliga givare, vilket ger en utmärkt skala för loggning.

För en kiseldiod gäller inom tillfredsställande gränser för den applikation, som här är aktuell, följande kända samband mellan ström I och pålagd spänning U :

$$I = I_0 (e^{qU/mkT} - 1) \quad (2)$$

där q är elementarladdningen, k Boltzmanns konstant, T den absoluta temperaturen och m är en materialparameter ($m \approx 2$ för de dioder som används). Restströmmen I_0 behandlas ofta som en konstant, men den har avgörande betydelse för diodens temperaturkoefficient för ström i framriktning: $(dU/dT)_I = \text{konst.}$

En undersökning visar, att man kan vänta sig en någorlunda konstant temperaturkoefficient inom en kiseldiods normala arbetsområde betr temperatur, se kap III B, den har värdet ung $-2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ för framströmmar av storleksordningen mA .

Man får således för diod matad med konstant ström, ett uttryck av formen

$$U = U_0 + K_\theta \theta \quad (3)$$

där θ som tidigare är temperaturen i $^{\circ}\text{C}$, och där U_0 är diodspänningen vid 0°C och $K_\theta = (dU/dT)_I = (dU/d\theta)_I$. K_θ är visserligen något strömberoende, men inte så att värdet kan varieras för att åstadkomma lämplig skalfaktor. Emellertid

erhålls det enkla värdet $1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ lätt genom spänningsdelning. Andra faktorer kan ha större betydelse vid val av framström, alltså arbetspunkt, bl a inre uppvärmning. Spridningsförhållandet beträffande såväl framspänning U som temperaturkoefficient K_0 inom en grupp dioder kan vara strömberoende, se kap III B och därmed också påverka valet av arbetspunkt.

Givetvis är inte alla diodtyper lämpade för denna applikation, men några större urvalssvårigheter har inte uppstått.

B. Temperaturmätning med halvledardiod. Diodegenskaper

Sambandet mellan spänning U och ström I för en halvledardiod är givet i förenklad form av ekv (2). Strömmen I_0 är så liten att den kan försummas redan då I är av storleksordningen mA . Det är det strömområdet som är av intresse och för vilket man i utförligare form kan sätta [1] för kisel

$$I = \alpha T^{1,4} e^{-\frac{q}{kT}} (U - U_G) \quad (4)$$

där $qU_G = E_G$

E_G är temperaturberoende så att

$$E_G = 1,21 - 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot T \quad (5)$$

Beräknar man spänningen U för ett antal temperaturer i intervallet -40°C till $+100^{\circ}\text{C}$ med I konstant finner man att U med god noggrannhet ansluter sig till en rät linje (beräknad enl minsta kvadratmetoden). Bild III B1 visar resultatet av en sådan beräkning där avvikelser från en rät linje är avsatt som funktion av temperaturen. Temperaturkoefficienten vid 20°C blev $-2,1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$.

Den goda lineariteten har bekräftats vid många mätningar. Speciellt har noggranna mätningar på ett tiotal exemplar av dioden 1N4448 visat, att denna normalt har mycket små avvikelser från linearitetet inom området $0-100^{\circ}\text{C}$. Mätområdet och

resultatet beträffande temperaturkoefficient, när diodströmmen hålls konstant framgår av Bild III B2, linje A.

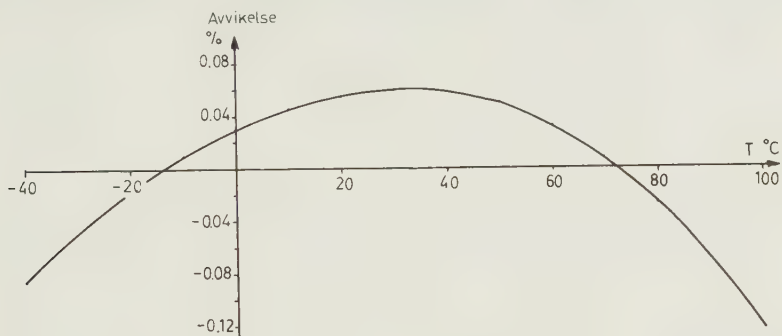


BILD III B1

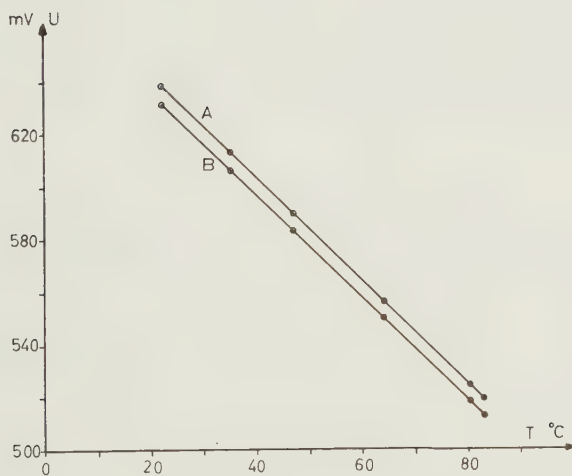


BILD III B2

En mätserie har också utförts med en diodbelastning på 1,8k Ω , se linje B samma Bild. Temperaturkoefficienten är här skenbart lägre, beroende på att diodströmmen inte är helt konstant. För detta allmännare fall betecknas temperaturkoefficienten med K.

För utvärdering av mätresultatet av 9 dioder har linjernas läge bestämts enligt minsta kvadratmetoden, varvid för temperaturoefficiënten erhöills följande resultat

a) $K_0 = -1,98 \pm 0,04 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$

b) $K = -1,97 \pm 0,04 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$

Mätpunkternas avvikelse från linearitet var för samtliga mindre än 0,1%.

När dioderna skall användas praktiskt för temperaturmätning, bör de sättas in i en bryggkoppling, så att avläsningen kan ges värdet 0 vid 0°C . Det innebär att bryggan måste ställas in för just den diod som används. Självklart är då att ju mindre dioderna avviker från varandra ifråga om framspänningsfall för en viss ström ju bättre är det. Den första diodtyp som användes som temperaturgivare var BA127. Spridningen i spänningsfall vid 3mA ström visas i Bild III B3.

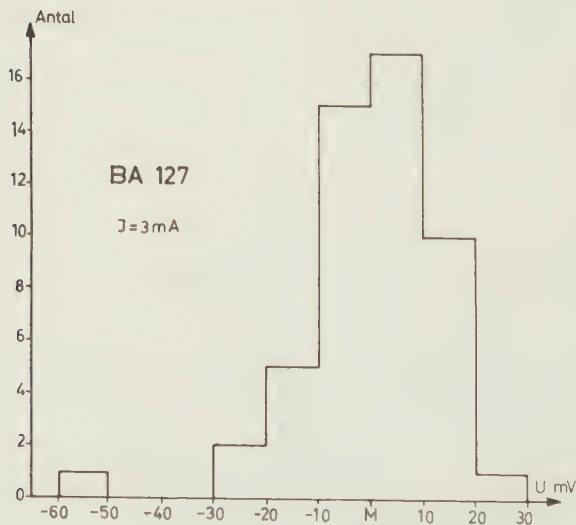


BILD III B3

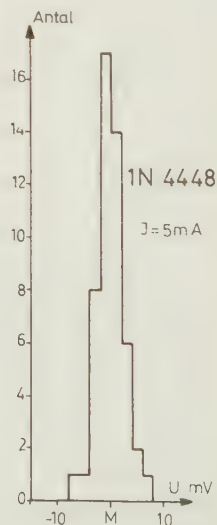


BILD III B4

Diod 1N4448 har betydligt mindre spridning, se Bild III B4 , och är alltså att föredra. De teoretiska härledningarna ovan har utgått från att dioden skall matas med konstant ström. Emellertid är egenskaperna sådana, att lineariteten består även vid belastning av dioden, varvid här menas en parallellresistans, se resultatet ovan beträffande K och K_0 . För att illustrera diodens kretsfunktion, kan en ekvivalentkrets införas för den, som består av en konstant spänning U_0 vid 0°C i serie med en temperaturberoende spänning $-K_0\theta$ och den differentiella resistansen r_D . En bryggkoppling, där dioden belastas av en parallellgren, får då utseende enl Bild III B5.

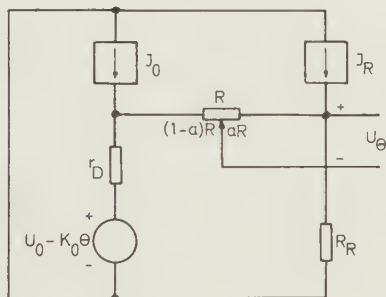


BILD III B5

Detta schema kan tolkas så, att dioden lämnar en med temperaturen linjär generatorspänning $-K_0\theta$. Eftersom kretsen är linjär, blir därmed också U_θ en linjär funktion av temperaturen.

Man finner med bildens beteckningar, att

$$U_\theta = \frac{aR}{r_D + R + R_R} K_0\theta \quad (6)$$

Om här R går mot oändligheten, vilket motsvarar obelastad diod, går U_θ mot värdet

$$U_\theta = aK_0\theta \quad (7)$$

a kommer alltså att stå för skalfaktor.

Givetvis är inte r_D en konstant, utan en diodparameter, men den bör i de flesta fall i praktiken kunna behandlas som en konstant, varvid värdet $r_D(I_0)$ får gälla.

C. Resistiva givare. Mätkrets och linearitet.

Resistiva givare uppvisar i allmänhet en olinjär karakteristik, som för de vanligaste förekommande givarna, nickel och platina är nog bestämd. Bild III C1 visar dessa motstånd temperaturderivata som funktion av temperaturen inom det aktuella intervallet. Ett undantag tycks en ny typ, Cuproswemgivaren, vara. Den anges ha konstant temperaturkoefficient.

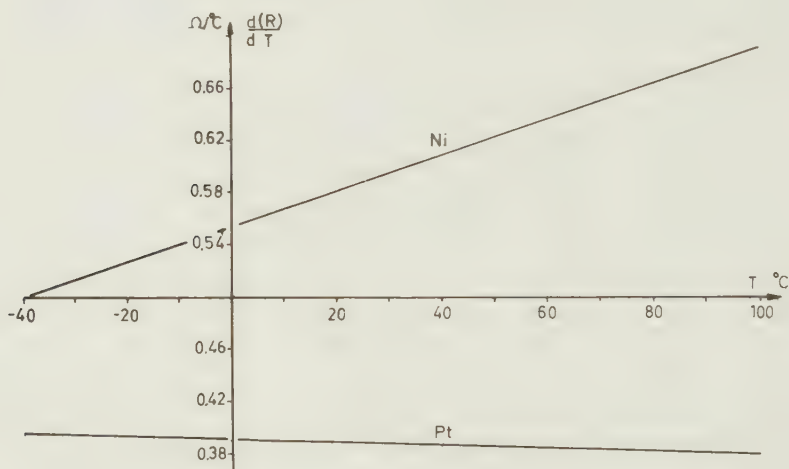


BILD III C1

Den klassiska kopplingen för temperaturmätning med resistiv givare är bryggkoppling för mätning av givarens resistans. Det blir i princip en Wheatstonebrygga enl Bild III C2, där grenarna med resistanserna R_1 och R_2 kan uppfattas som matningsgrenar för givaren R_{θ} och det inställbara referensmotståndet R_R . Bryggan matas med spänningen U_B . Om R_1 och

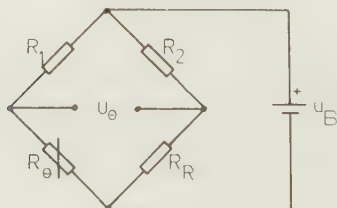


BILD III C2

R_2 väljes lika och bryggan balanseras genom inställning av den avläsbara resistansen R_R , blir $R_R = R_\theta$ och temperaturen kan avläsas ur tabell.

Vid elektronisk avläsning balanseras emellertid bryggan vid en viss temperatur, och man avläser U_θ som ett mått på temperaturen. Under förutsättning att avläsningsinstrumentet har tillräckligt hög inre resistans, kan bryggan betraktas som obelastad, och man erhåller för U_θ

$$\begin{aligned}
 U_\theta &= \left(\frac{R_\theta}{R_1 + R_\theta} - \frac{R_R}{R_2 + R_R} \right) U_B = \\
 &= \frac{R_\theta}{1 + R_\theta/R_1} \cdot \frac{U_B}{R_1} - \frac{R_R}{1 + R_R/R_2} \frac{U_B}{R_2} \quad (9)
 \end{aligned}$$

U_θ blir alltså en **olinjär** funktion av R_θ , om inte $R_1 \gg R_\theta$. Det sistnämnda kan emellertid lätt uppfyllas genom att strömmarna U_B/R_1 och U_B/R_2 får genereras av strömgeneratorer.

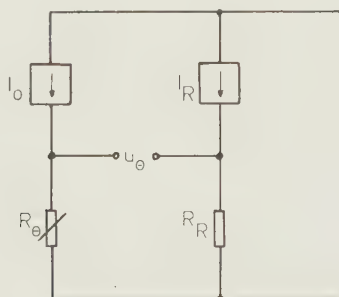


BILD III C3

Bryggan får då utseendet enligt Bild III C3, och uttrycket för U_θ blir

$$U_\theta = I_0 R_\theta - I_R R_R \quad (10)$$

Om givaren nu uppfyller det ideala förhållandet, att $R_C = R_0(1+\alpha\theta)$ blir U_θ en linjär funktion av temperaturen och I_0 kan lätt väljas så att lämplig skalfaktor erhålles. Balansering till vald nollpunkt, vanligen 0°C , görs genom val av produkten $R_R I_R$.

Är avläsningsinstrumentets inre resistans inte försumbart stor, erhålls ett ekvivalentschema som för diskussion av linearitet kan förenklas till utseende enl Bild III C4.

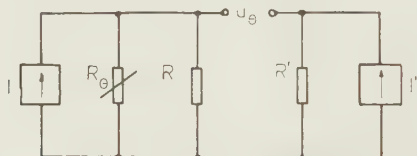


BILD III C4

Den avlästa spänningen blir nu:

$$U_\theta = I_0 \frac{R_0 R}{R + R_0} - I' R' = I_0 \frac{(R_0 + \alpha R_0 \theta) R}{R + R_0 + \alpha R_0 \theta} - I' R' \quad (11)$$

För att U_θ skall bli 0 för $\theta = 0$ fordras, att

$$\frac{I_0 R_0 R}{R + R_0 + \alpha R_0 \theta} = I' R' \quad (12)$$

Under förutsättning av detta, gäller nu

$$U_\theta = I_0 \frac{\alpha R_0 \theta}{1 + \frac{R_0}{R} + \frac{\alpha R_0 \theta}{R}} = I \frac{\alpha R_0 \theta}{1 + \alpha \frac{R_0 \theta}{R}} \quad (13)$$

där

$$I = \frac{I_0}{1 + R_0/R} \quad (14)$$

igenkänns som den ström som går genom givaren vid den valda nollpunkten, och

$$g = 1/(R + R_0). \quad (15)$$

Om skal faktorn vid 0 skall bibehållas måste alltså I_0 ökas till I_0' så att

$$I_0' = I_0 \frac{R_0 + R}{R}. \quad (16)$$

Dessutom erhålls en olinearitet, som dock i vissa fall kan användas till kompensering av givarolinearitet.

D. Bryggkopplingar med linearisering

Emedan den nya cuprowswemgivaren ännu är relativt oprövad, och självfallet inte är lika väl definierad till sina egenskaper som platinagivaren, har det framstått som angeläget, att åstadkomma en lineariseringsmekanism till bryggkopplingen enl ovan, utan att komplicera den allt för mycket. Därvid har förutsättningen varit att bryggan skall nollställas vid 0°C .

Det blir då naturligt, att utgå från en tangent till givarens resistanskurva vid 0°C och att anpassa korrigeringen, så att lineariteten blir tillfredsställande inom det aktuella mätområdet.

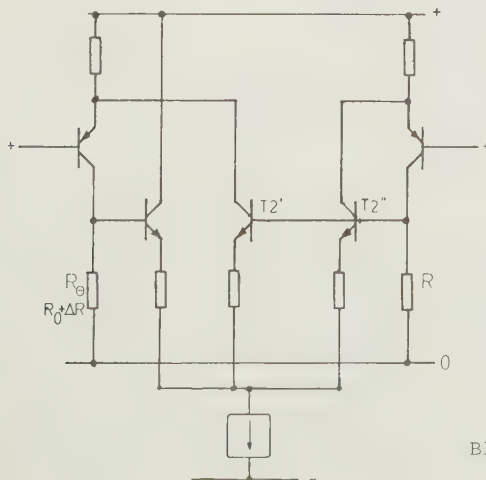


BILD III D1

Den valda principen framgår av Bild III D1. Grundkopplingen är densamma som för bryggan enligt Bilderna III B1 och III B2, men bryggans balanstillstånd avläses här av ett speciellt utfört differentialsteg, och dettas förstärkning används till att föra in kompenserande strömmar både till givaren och till referensmotståndet.

Om givarens resistans vid temperaturen θ betecknas $R_0 + \Delta R$, och differentialstegets två parallellutgångar från transistorerna T_2' och T_2'' båda har överföringskonduktansen g_m rel bryggans utspänning u_θ erhålls uttrycket

$$u_\theta = \frac{I_0 \Delta R}{1 - g_m \Delta R} \quad (17)$$

För en platinagivare med resistansen R_0 erhålls ur Callendarekvationen

$$R_\theta = R_0 [1 + \alpha\theta - \alpha\delta \left(\frac{\theta}{100} - 1 \right) \frac{\theta}{100}] \quad (18)$$

Med $\alpha = 0,385$ och $\delta = 1,495$, vilka är vanliga värden, erhålls, för $R_0 = 100.00 \, \Omega$

$$\left(\frac{dR_\theta}{d\theta} \right)_{\theta=0} = 0,3908 \, \text{ohm}/^\circ\text{C}$$

Med ledning härav har valts $I_0 = 2,56 \, \text{mA}$. Om korrektionen skall bli ideal vid $+100^\circ\text{C}$ fås $g_m = 0,00038 \, \text{A/V}$.

I tabell III-1 ges värdena för platinagivare inom temperaturområdet -50 till $+200^\circ\text{C}$. Tabellen ger i första kolumnen temperaturen, i andra kolumnen givarmotståndet, [2] i tredje avläsningen i brygga med $I_0 = 2,56 \, \text{mA}$ men utan korrektion och i fjärde kolumnen resultatet med korrektion.

Samma typ av korrektion kan också med framgång utnyttjas för nickलगivare. Korrektionens polaritet blir här den omvända, eftersom hos nickel resistanstillväxten ökar med temperaturen. För en nickलगivare med $R_0 = 100 \, \text{ohm}$ och resistansvariation

enl DIN 43760, har valts $I_0 = 1,82 \text{ mA}$ och $g_m = 0,0020 \text{ A/V}$.

På grund av den ändrade polariteten blir ekvationen nu

$$U_0 = \frac{I_0 \Delta R}{1 + g_m \Delta R} \quad (19)$$

Resultatet visas i tabell 2 på samma sätt som beträffande platinagivare.

Tabell 111 - 1

Temp °C	Motstånd Ω	Bryggavläsn	
		okorr mV	korrr mV
-50	80,25	-50,56	-50,18
-40	84,21	-40,42	-40,18
-30	88,17	-30,28	-30,15
-20	92,13	-20,15	-20,09
-10	96,07	-10,06	-10,05
0	100,00	0	0
10	103,90	9,98	9,99
20	107,80	19,97	20,03
30	111,68	29,90	30,03
40	115,54	39,78	40,02
50	119,40	49,66	50,03
60	123,24	59,49	60,02
70	127,08	69,32	70,05
100	138,50	98,56	100,02
150	157,33	146,76	150,03
200	175,86	194,20	199,97

Tabell 111 - 2

Temp °C	Motstånd Ω	Bryggavläsn	
		okorr mV	korrr mV
-50	74,2	-43,85	-49,50
-40	79,1	-35,52	-39,69
-30	84,1	-27,02	-29,88
-20	89,3	-18,18	-19,90
-10	94,6	- 9,17	-10,31
0	100,0	0	0
10	105,6	9,51	10,08
20	111,3	19,20	20,11
30	117,1	29,06	30,09
40	123,0	39,09	40,01
50	129,1	49,46	50,04
60	135,3	60,00	60,00
70	141,7	70,87	70,04
80	148,2	81,92	80,00
90	154,9	93,31	90,02
100	161,7	105,04	99,94

Av det goda resultatet beträffande såväl platina som nickel, framstår korrektionsmetoden som allmänt användbar. Observera, att denna metod, som innebär att givare och brygga bildar en enhet, medger en intrimning av systemet, som inte så lätt uppnås med ett system, där olika givare i tur och ordning ansluts till en enda central brygga. För ett större temperaturområde fordras dock mera sofistikerade lineariseringskretsar, varvid förhållandet kan bli ett annat.

De två transistorerna T1 och T2 är kopplade som konstantströmgeneratorer och utgör var sin gren i bryggan. De andra två grenarna utgörs av zenerdioden Z2, som matas av T1, och av avkänningsdioden, som matas av T2.

Mätnoggrannhet och trimning

De ingående komponenterna är av hög kvalitet, så att en intrimning är möjlig till en mätnoggrannhet motsvarande $0,1^{\circ}\text{C}$ inom ett område från några tiotal grader under nollpunkten till några tiotal grader över nollpunkten. Om denna noggrannhet skall bevaras, måste dock trimningen regelbundet kontrolleras, eftersom en förskjutning av spänningarna i bryggan sker med tiden, främst genom tidsvariation hos spänningen över Z2. Inställning av nollpunkten, trimpot P_1 , sker bäst genom nedsänkning av givaren i isbad. Justering av skalfaktorn, trimpot P_2 , kan ske vid 100°C i svagt kokande rent vatten eller vattenbad vid någon annan högre temperatur, om man har tillgång till referenstermometer. Genom effektutveckling i dioden ligger pn-övergången några tiondedels grader över omgivningen i temperatur, men eftersom kalibrering sker under samma betingelser för dioden som vid mätning, behöver inte någon hänsyn tagas till detta. Däremot inses, att tidskonstanten blir rätt lång eftersom dioden är inkapslad i Araldit.

Bryggans känslighet för variationer i omgivningstemperatur och matningsspänning är:

Temperaturkänslighet: $0,02^{\circ}\text{C}$ ändring i avläst värde $/^{\circ}\text{C}$ variation i omgivningstemperatur omkring rumstemperatur.

Spänningskänslighet: mindre än $0,1^{\circ}\text{C}$ ändring i avläst värde/V ändring i matningsspänning.

Det sistnämnda betyder, att bryggan även kan matas med ostabiliserad spänning. Dock får matningsspänningen inte understiga 11 V.

Rekommenderad matningsspänning är 12 V stabiliserad spänning eller $13\text{V} \pm 1\text{ V}$, om spänningen är ostabiliserad.

F. Beskrivning av termometer med resistansgivare

Bild III F1 visar komplett schema över en bryggkoppling för cuprowswemgivare med $R_0 = 234 \Omega$, och Bild III F2 visar tillhörande nätaggregat, där en speciell krets för intrimning ingår. Nätaggregatet är utfört så att det kan mata upp till 20 bryggor.

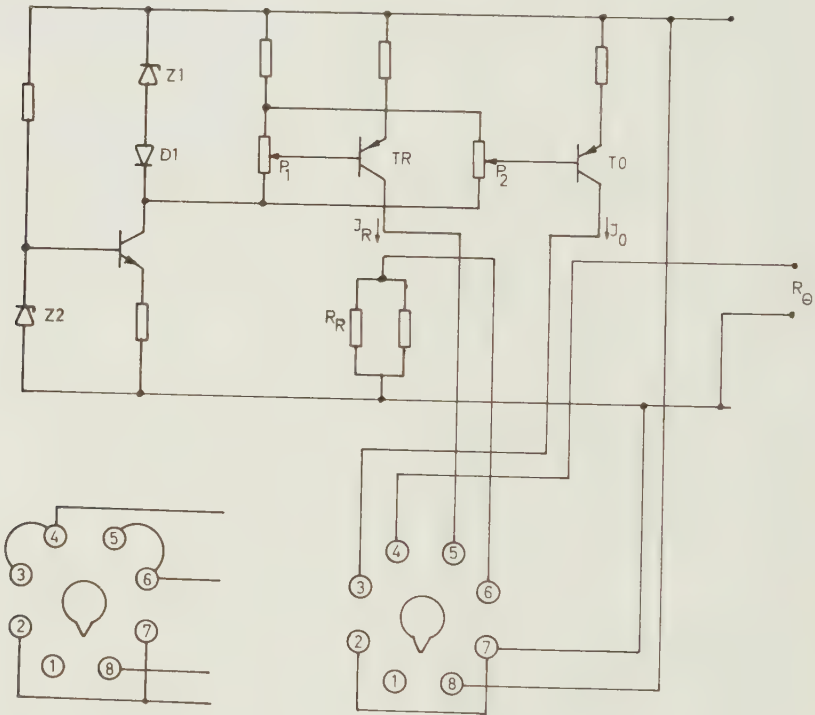


BILD III F1

Strömmarna I_0 och I_R enl Bild III B2 genereras i bryggan av två transistorer T_0 och T_R , och de har av praktiska skäl, bl a med hänsyn till temperaturdrift i bryggkopplingen, valts lika stora. Cuprowswemgivarnas resistans vid 0°C är $234 \pm 0,5 \Omega$ och avpassad så för att ge $1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ vid 1 mA ström. För att underlätta trimning och kontroll av givarna har referensmotståndet valts till nominellt samma värde men med tolerans $\pm 0,1\%$.

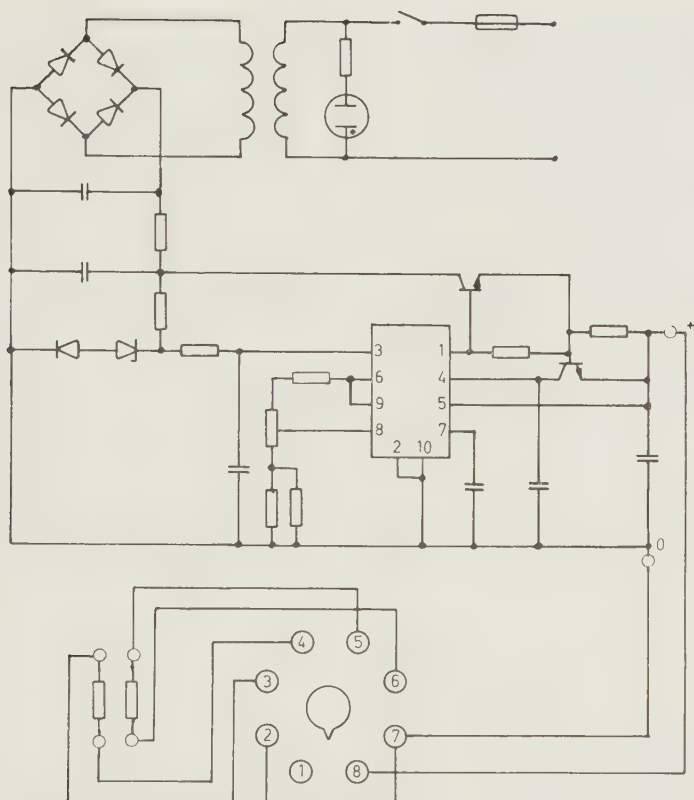


BILD III 12

Bryggorna är monterade i plug-in-kåpor med oktalssockel. Intrimning av en brygga sker enkelt genom att den sätts in i nätaggregatets uttag för ändamålet. Då kan strömmarna I_0 och I_R direkt mätas och genom potentiometrarna P_1 och P_2 inställas till värdet 1mA. Därmed blir bryggan färdigjusterad för den mät noggrannhet som spridningen i resistansvärdet hos givaren medger. Genom att R_p är valt till högre noggrannhet kan emellertid korrigering för givarens avvikelser från det nominella värdet ske. Bryggan som sådan kan kontrolleras genom att givaren simuleras med hjälp av resistansdekader av tillräcklig noggrannhet. Den har befunnits ge en mät noggrannhet på $0,1^\circ\text{C}$ inom området -50 $+$ 100°C .

Den noggrannhet som anges ovan, fordrar högklassiga komponenter i bryggan och dessutom att dess temperaturdrift hålls låg. Genom val av komponenter och matningsströmmar, speciellt beträffande zenerdioden blir den gemensamma temperaturdriften på emittersidan hos T_0 och T_R mindre än $1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ och den differentiella temperaturdriften en tiopotens lägre än detta. Den gemensamma strömdriften blir därmed ca $0,02\%/^{\circ}\text{C}$ och den differentiella ca $0,002\%/^{\circ}\text{C}$. Detta betyder att mätnoggrannheten på $0,1^{\circ}\text{C}$ bibehålls vid variationer i omgivningstemperatur upp till mer än $\pm 10^{\circ}\text{C}$.

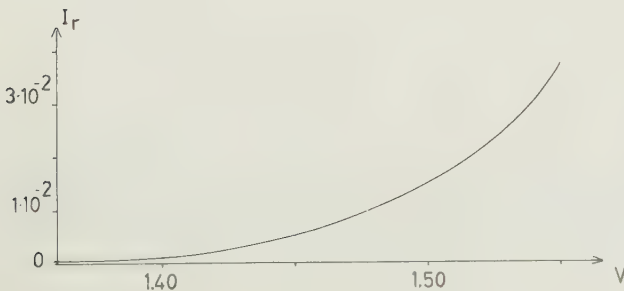
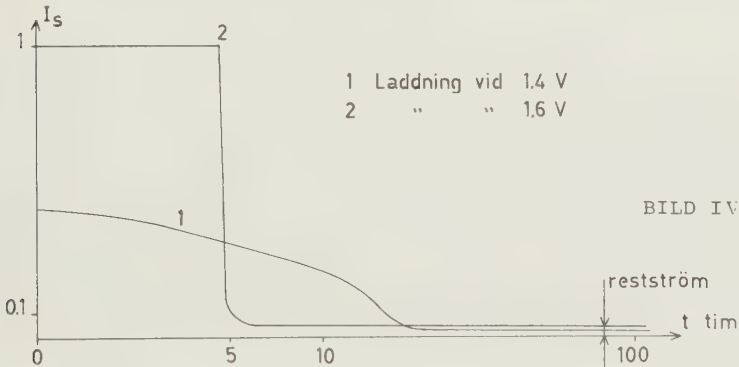
Referenser:

1. A.B. Phillips Transistor Engineering and introduction to integrated semiconductor circuits. Mc Graw-Hill Book Company, Inc. 1962 p 44, 140-141
2. Swema: Broschyr resistiva temperaturgivare. Svenska Mätapparater F.A.B; s 128 71.05.2

IV MÄTNING AV LADDNINGSMÄNGD VID ACKUMULATORPROVNING

A. Krav

Vid konstantspänningsladdning av en ackumulator är förhållandet mellan startströmmen I_s i början av uppladdningen och restströmmen I_r i slutet av uppladdningen mycket stort. Övre strömgränsen bestäms i första hand av det laddningsaggregat man har tillgängligt men ofta måste strömbegränsning tillgripas, för att inte onormala strömstyrkor skall uppstå. Den undre strömgränsen beror av konstantspänningen och ackumulatorns utförande. Några typiska laddningskurvor visas i Bild IV A1. Restströmmens storlek i förhållande till startströmmens storlek visas i Bild IV A2. Ur dessa bilder kan dynamikområdet avläsas. Normalt varierar laddningsströmmen långsamt med tiden, se Bild IV A1. En ökad användning av ackumulatorer i modern



teknik gör att undersökningar över ackumulatorns egenskaper vid pulsad drift aktualiseras t ex laddning med mycket korta laddningstider. Mätnoggrannheten skall vara av minst samma klass som reglerutrustningen eller sådan att man kan mäta även tillförda restladdningar.

De tekniska krav som skall uppfyllas blir:

1. Mätaren skall klara en signal som spänner över 3 dekader.
2. Mätaren skall kunna mäta upp till 2 dygn.
3. Noggrannheten bör vara bättre än 0,5%
4. Mätaren bör kunna registrera relativt snabba förändringar hos ingångssignalen.
Till dessa krav kan läggas
5. Mätresultatet skall kunna bevaras godtycklig tid.

B. Laddningsmätare

Uppsamling av elektrisk laddning sker i en kondensator. Spänningsdifferensen U mellan kondensatorbeläggarna är ett mått på hur stor laddning Q som är bunden i kondensatorerna. Om kondensatorns kapacitans betecknas med C gäller att

$$Q = UC \quad (1)$$

Om en ström i tillföres kondensatorn gäller

$$\int du = \int \frac{dQ}{C} = \int \frac{i dt}{C} \quad (2)$$

Den laddning som ryms i en kondensator är alltför liten jämfört med vad en ackumulator kan avge och man kan inte direkt tillämpa (1) och (2).

En laddningsmätare där sambandet mellan temperaturändring ΔT och energiändring ΔE för slutet system utnyttjas, har laboratorieprovats. Om temperaturändringarna är måttliga kan man anse att detta samband är linjärt, alltså

$$\Delta T \sim \Delta E$$

(3)

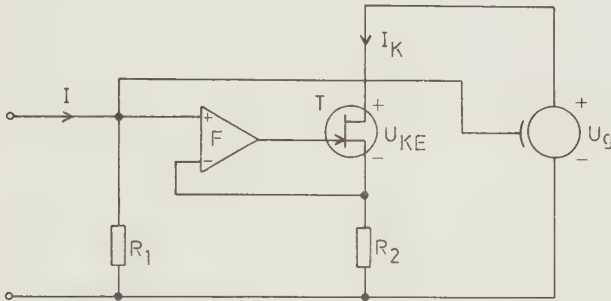


BILD IV B1

Mätaren realiserades på följande sätt. Bild IV B1 visar en transistor ansluten till en spänningsgenerator U_g . Transistorströmmen I_k är genom koppling med den ideala förstärkaren F proportionell mot ingångsströmmen I . Om U_g ändras med I , t ex via styrning som antytts i Bild IV B1 så att transistorns kollektor-emitterspänning U_{ke} blir oberoende av I kommer förlusteffekten P_k i transistorn att vara proportionell mot I_k och därmed också I . Under tiden $d\tau$ växer temperaturen med dT för effekten P_k så att

$$dT \sim P_k d\tau = I_k U_{ke} d\tau = U_{ke} dQ$$

$$Q \sim \int dT = T_2 - T_1 \quad (4)$$

Förutsättningen för att (3) skall gälla är att transistorn är termiskt isolerad från omgivningen. Bild IV B2 visar en uppbyggd apparat med sådan isolering. Då en temperaturskillnad uppstår mellan termometer TE_1 och termometer TE_2 sändes en ström I_R genom en motståndsspiral R så att ytterväggen antar samma temperatur som mässingskroppen, vilken transistorn

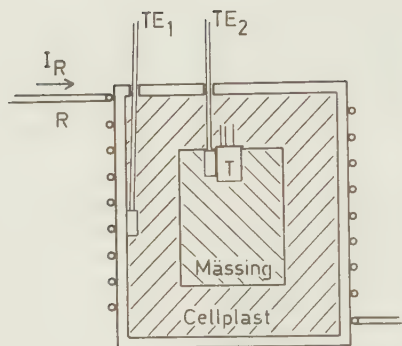


BILD IV B2

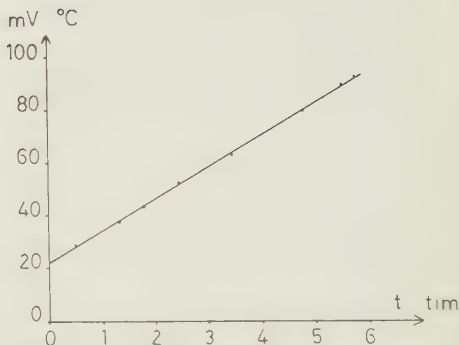


BILD IV B3

är fäst vid. Bild IV B3 visar resultatet av en mätning . Temperaturen T_2 har avsatts som funktion av tiden vid konstant inmatad ström I . Svårigheten att snabbt och bekvämt nollställa mätaren gjorde denna typ inaktuell. Man måste dessutom omvandla en temperatur till en spänning, vilket försämrar noggrannheten.

Laddningsmätare som bygger på principen att utfälld mängd joner är proportionell mot genomströmmad laddningsmängd är också alltför obekväma att använda.

För en likströmsmotor gäller inom ett begränsat område att varvtalet är proportionellt mot tillförd ström. Genom att räkna antalet varv får man således ett mått på genomströmmad laddning. Med hjälp av återkoppling (takogenerator, filter och förstärkare) kan man få hög linearitet över stort område. Från takogeneratoren avges en signal i form av ett pulståg. Antalet avgivna pulser är ett mått på passerad laddningsmängd. Signalen är alltså färdig för digital utskrift via pulsräknare. En laddningsmätare av denna typ går från ström via en mekanisk omvandlare till ett pulståg. Det innebär en omväg och därför har omvandlare som direkt överför en ström eller spänning till ett pulståg studerats.

C. Elektroniska spänning-frekvensomvandlare

De elektroniska omvandlarna är vanligen utförda så att energi lagras upp, och då en viss mängd uppnåtts sker avtappning, varefter ny upplagring påbörjas. Energin lagras antingen i en kondensator eller i en induktor. Bild IV C1 visar principen för dessa två typer. Använder man sig av en kondensator för energilagringen måste uppladdningen av kondensatorn ske från en strömgenerator och man får då en ström-frekvensomvandlare.

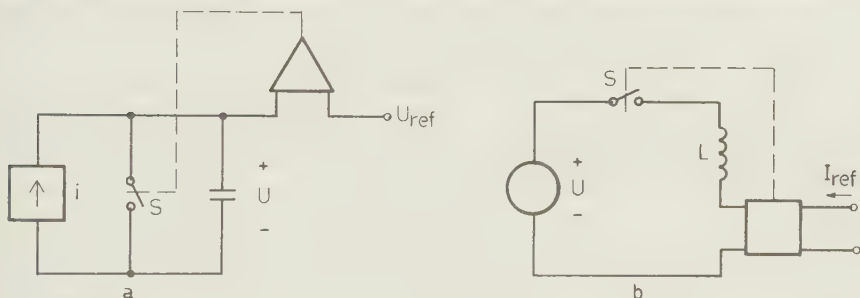


BILD IV C1

För Bild IV C1a gäller enl ekv (2) om C konstant

$$\int_0^{U_{ref}} du = \frac{1}{C} \int_0^{\tau} i dt$$

vilket ger då $i = I$ konstant

$$U_{ref} = \frac{I}{C} \tau$$

Om vid tiden $t = \tau$ förloppet upprepas blir den genererade signalens frekvens f sådan att

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{I}{U_{ref} \cdot C} \quad (5)$$

Den genererade frekvensen är en linjär funktion av i . OBS! här har förutsatts att urladdningen sker momentant då U nått U_{ref} .

För en omvandlare enl Bild IV C1b gäller

$$\int_0^{\tau} I_{\text{ref}} di = \int_0^{\tau} \frac{U}{L} dt \quad (6)$$

Om U och L är konstanta fås

$$I_{\text{ref}} = \frac{U}{L} \tau$$

$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{U}{I_{\text{ref}} \cdot L} \quad (7)$$

En omvandlare enl Bild IV C1a är lättare att realisera än en enl Bild IV C1b. Den skall bara kompletteras med en spänningsströmmovandlare, vilket enklast göres med en resistor, se Bild IV C2a.

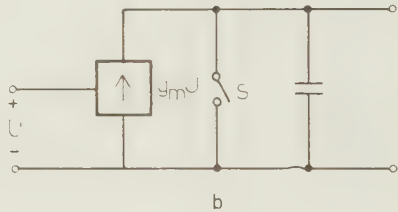
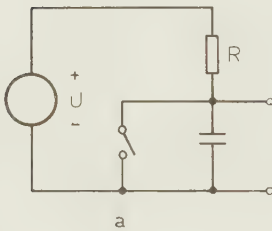


BILD IV C2

Bild IV C2b visar en elegantare lösning med spänningsstyrd strömgenerator. Som strömbrytare S använde man förr glim-lampa eller thyatron [1]. De modernare varianterna utnyttjar transistorer såsom unijunction transistor UJT (dubbelbasdiod), fälteffekttransistor eller sk triggdioder. I Bild IV C3 visas några omvandlare av relaxationstyp [2]. För dessa omvandlare gäller

$$f = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{\ln \left(\frac{U - U_s}{U - U_t} \right)} \quad (8)$$

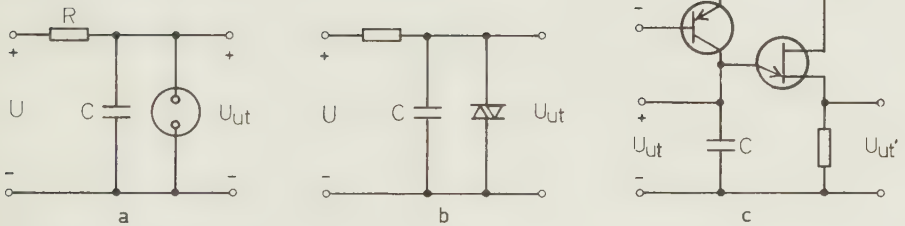


BILD IV C3

och för Bild IV C3c

$$f = \frac{1}{C}(U_t - U_s) = \frac{U - U_{BE}}{R_E} \cdot \frac{U_t - U_s}{C} \quad (9)$$

där U_t är tändspänningen och U_s släckspänningen för respektive strömbrytare.

Utsignalerna från kretsarna i Bild IV C3ab visas i Bild IV C4a. Kretsen i Bild IV C3c har två utgångar. Utsignalerna vid dessa visas i Bild IV C4bc.

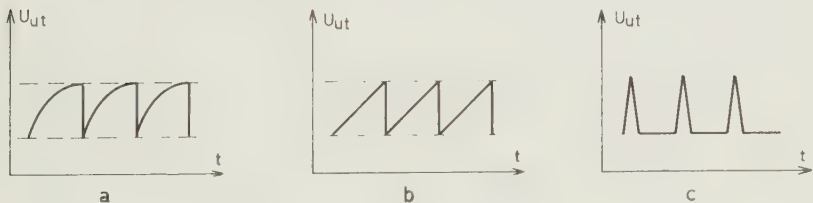


BILD IV C4

Kretsen enl Bild IV C3c ger linjärt samband mellan f och U_1 . Emellertid är $f = 0$ då $U = U_{BE}$. För en kiseltransistor är $U_{BE} \approx 0.7$ volt, då den är ledande.

Om man använder sig av återkoppling kan man väsentligt minska den offset som U_{BE} utgör [3], se Bild IV C5.

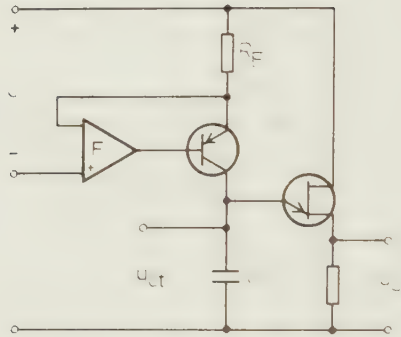


BILD IV C5

För kretsen i Bild IV C5 gäller

$$f = \frac{U - \frac{U_{BE}}{F}}{R_E} \cdot \frac{U_t - U_s}{C} \quad (10)$$

Används en $\mu A 741$ som är en vanlig operationsförstärkare reduceras U_{BE} till mindre än $10 \mu V$ om ej hänsyn tas till offsetspänning och temperaturdrift hos förstärkaren.

Omvandlare byggda enl Bild IV C3 och IV C5 kommer att uppvisa en överföringskaraktäristik som Bild IV C6abc visar.

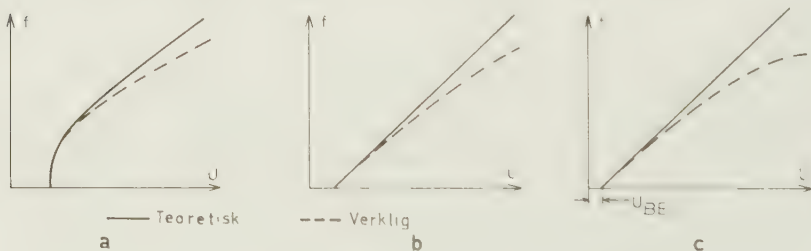


BILD IV C6

Avvikelsen från teoretisk överföringskaraktäristik ökar med ökande frekvens beroende på att kondensatorn C ej kan urladdas momentant.

Omvandlare enl multivibratorprincipen

Bild IV C7 visar en multivibrator. För multivibratoren gäller att medan en transistor leder är den andra strypt [1]. Den tid en transistor är strypt beror av hur lång tid det tar att

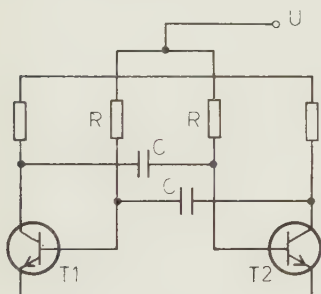


BILD IV C7

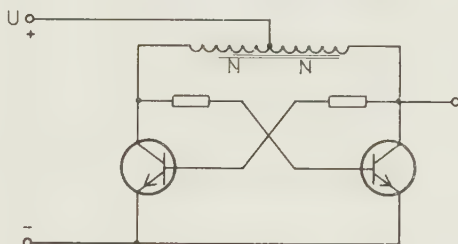


BILD IV C8

ladda en kondensator C via R. När spänningen över den kondensator C som är ansluten till den strypta transistorns bas överstiger U_{BE} sker skifte mellan ledande och oledande transistor. Multivibratoren i Bild IV C7 innehåller två uppladdningskretsar enl Bild IV C2a. Överföringskaraktistiken blir enl Bild IV C6a. En linearisering kan åstadkommas genom att laddning av kondensatorn sker via konstantströmgeneratorer [4]. En multivibrator med magnetisk koppling arbetar med mycket god linearitet även med den enklaste kretslösning, [5,6,7], se Bild IV C8. För kretsen i Bild IV C8 gäller

$$f = \frac{U}{4NAB_m}$$

där A är kärnans tvärsnittsytta och B_m mättnadsfältstyrkan

Hänsyn är här ej tagen till transistorernas botteningspänning och ej heller till den nödvändiga bas-emitterspänningen ($U_{BE} = 0,7V$) för att få ledande transistor.

Omvandlare med operationsförstärkare

En operationsförstärkare kopplad så som Bild IV C9 visar fungerar som integrator.

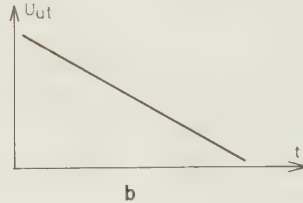
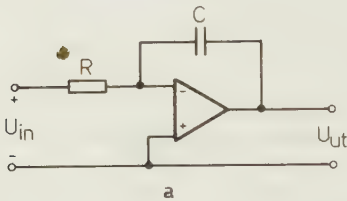


BILD IV C9

Om operationsförstärkaren är ideal gäller

$$U_{ut} = \frac{1}{RC} \int U_{in} dt \quad (11)$$

Då U_{in} är konstant blir

$$U_{ut} = -\frac{U_{in}}{RC} \cdot \tau + \text{konst (se bild IV C9b)} \quad (12)$$

Integratorn kompletteras med urladdningskrets för kondensatorn se Bild IV C10a.

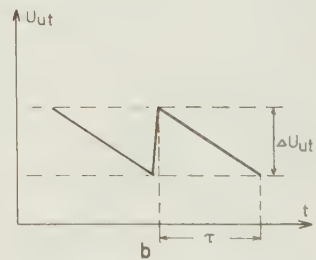
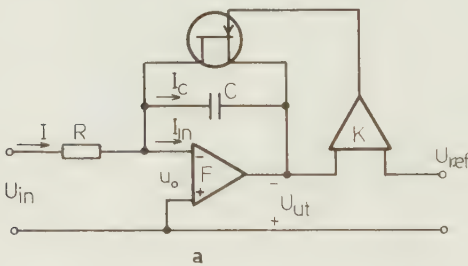


BILD IV C10

En komparator K jämför U_{ut} med en referensspänning U_{ref} . Då U_{ut} är lika med U_{ref} öppnar komparatorn fälteffekttransistorn T så att C urladdas. Operationsförstärkarens utsignal blir en sågtdanspänning där integrationsflankens avvikelse från en rät linje är mycket liten.

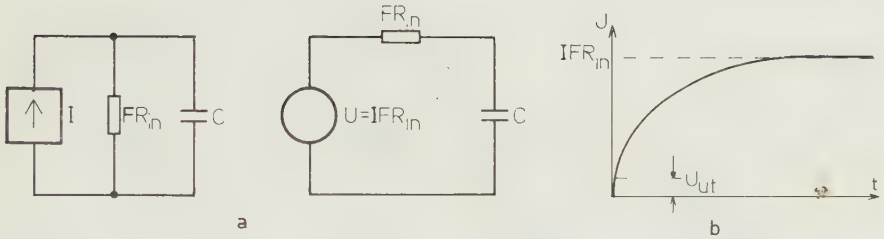


BILD IV C11

Den bråkdel av strömmen som förloras blir då en konstantström-generator anslutes till ingången enl Bild IV C11a och IV C11b, där operationsförstärkaren med integrationskondensator ersatts med en ekvivalent krets

$$\frac{\Delta I_{in}}{I_C} = \frac{\tau}{FR_{in}C}$$

Då F och R_{in} för moderna operationsförstärkare antar mycket stora värden (10^5 ggr resp $10^9 \Omega$) inses att uppladdningsströmmen kommer att ändras mycket litet även för relativt långa periodtider.

Med en operationsförstärkare fås så hög grad av linearitet hos integrationsflanken att man helt kan bortse från den linearitetsavvikelsen i jämförelse med de fel som uppstår på grund av omöjligheten att urladda integrationskondensatorn momentant [8] och på signalfördröjning hos komparator och omkopplare [9] .

Om urladdningen får ingå som en naturlig del i omvandlingsprocessen dvs urladdningstiden görs beroende av ingångsspänningen Bild IV C12 kan en väsentlig utökning av det övre frekvensområdet [10] vinnas. Om $I_2 = 2I_1$ kommer kondensatorspänningen att variera så som Bild IV C13a visar. Bild IV C13b visar hur trögheten hos komparator och omkopplare förskjuter urladdning och uppladdningsförloppen. Denna förskjutning ger ett fel som yttrar sig på samma sätt som det fel som uppstod på grund av ej momentan urladdning av kondensatorn. Felet

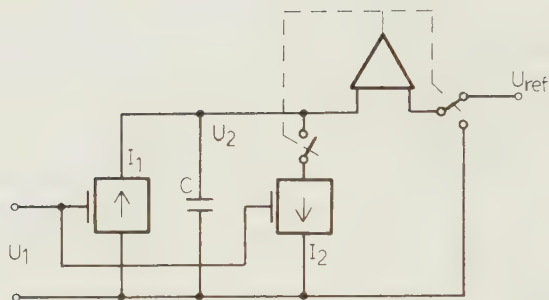


BILD IV C12

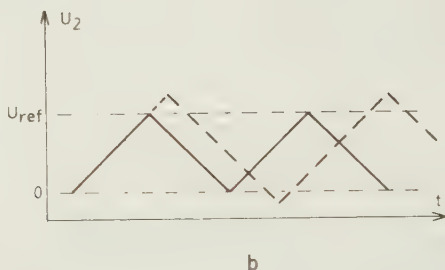
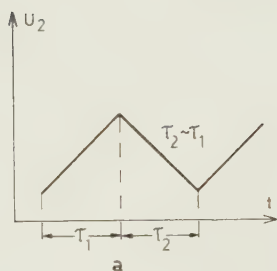


BILD IV C13

kan motverkas genom lineariseringskretsar, vilka verkar så att urladdningsströmmen ökar med ökande frekvens. Nackdelen med lineariseringskretsar är att omvandlaren blir mer komplicerad och att intrimningen blir individuell för varje omvandlare. I ovanstående omvandlare laddas en kondensator upp till en viss bestämd nivå, varefter urladdningen sker till en annan bestämd nivå. De faktorer som påverkar sådana omvandlares funktion är

1. Nivåernas noggrannhet
2. Komparatorns och omkopplarnas snabbhet
3. Kondensatorns stabilitet.

Om man istället för att låta integrationskondensatorn arbeta mellan två bestämda nivåer, laddar ur denna genom att koppla in en referenskondensator kommer integreringen att ske mellan en fast och en "varierande" nivå för det fall att uppladdningsströmmen hela tiden flyter [11]. En sådan koppling visas i

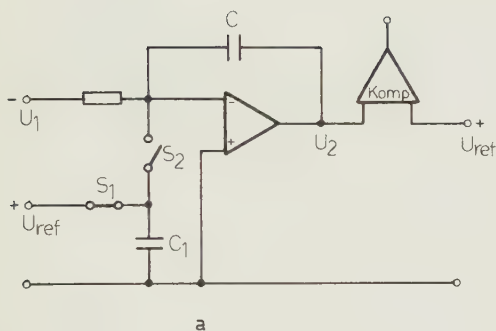


BILD IV C14

Bild IV C14a. Bild IV C14b visar spänningen över C som funktion av tiden. Urladdning sker under tiden τ_2 . Spänningsändringen ΔU_2 vid urladdning beror inte bara av den laddningsmängd C_1 har utan även av uppladdningsströmmens styrka ty uppladdningsströmmen flyter också under urladdning. Under tiden τ_2 avlägsnas laddningen $Q = U_{ref} C_1$ från C och laddningen $I\tau_2$ tillföres C . Vid kontinuerlig drift är under en period tillförd laddning lika med bortförd laddning. För kretsen i Bild IV C14a gäller då

$$f = \frac{I}{U_{ref} C} \quad (13)$$

Om omvandling av spänning till ström sker med hjälp av ett motstånd så som Bild IV C14a visar kommer ett omkopplingsfel att uppstå. I det ögonblick C_1 kopplas in sätts integreringen ur funktion på grund av att operationsförstärkaren blir överstyrd. Strömmen I ändras ty spänningen över R ändras och därmed är inte frekvensen proportionell mot spänningen U_1 .

Omvandlare enl multivibratorprincipen uppvisar ett linearitetsfel av storleksordningen 0,5% [4]. Med operationsförstärkare enl ovan kan få en tiopotens bättre resultat [9,10,11].

D. Kontinuerlig integration med kontrollerad urladdning

Urladdningsströmmen får aldrig bli så stor att operationsförstärkaren överstyrs om integrationen skall vara kontinuerlig. Urladdningen av kondensatorn blir helt kontrollerad om den utföres med konstantström I_2 under en bestämd tid τ_2 [12]. Bild IV D1 visar ett blockschema över en sådan krets. Upp och

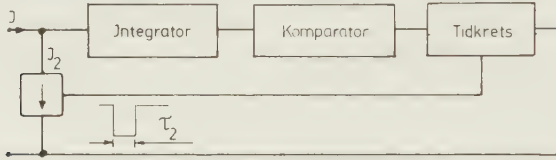


BILD IV D1

urladdningsförloppen är åskådliggjorda i Bild IV D2a. Om urladdning sker momentant med en viss laddning följer urladdningen linje a. Ett sådant förlopp innebär att urladdningsströmmen I_2 går mot oändligheten under det att urladdningstiden går mot noll. Verkar däremot I_2 under tiden τ_2 sker urladdning längs linje b om uppladdningsströmmen I är noll. Emellertid flyter I kontinuerligt och under tiden τ_2 åstadkommer den en spänningsändring ΔU_1 så att urladdningen i verkligheten följer linje c. Man inser av Bild IV D2a att periodtiden τ är oberoende av τ_2 . Urladdningsdjupet beror av I_2 och τ_2 . En eventuell fördröjning hos komparator och tidkrets åstadkommer visserligen en förskjutning av utsignalen från integratorn, men urladdningsdjupet påverkas ej, vilket betyder att periodtiden blir oberoende av fördröjning hos komparator och tidkrets, se Bild IV D2b. Utsignalens

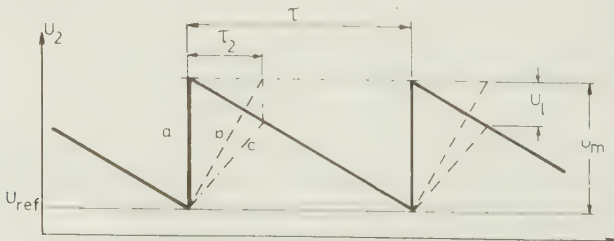


BILD IV D2a



BILD IV D2b

frekvens f kan lätt beräknas. Under periodtiden τ tillföres kondensatorn C en laddning $I\tau$ och laddning $I_2\tau_2$ avlägsnas så att

$$I\tau - I_2\tau_2 = 0 \quad (14)$$

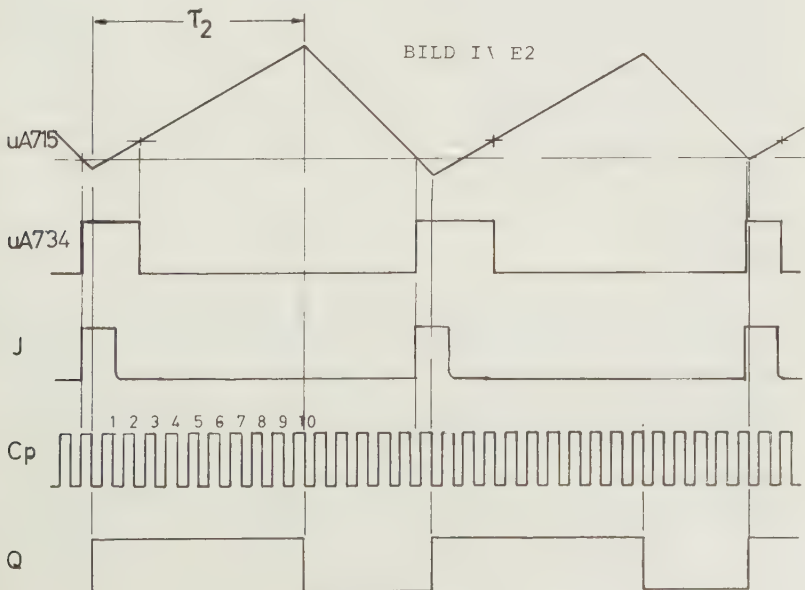
$$f = \frac{1}{\tau} = \frac{I}{I_2\tau_2} \quad (15)$$

Frekvensens stabilitet beror endast av hur omsorgsfullt de kretsar är utformade vilka ger I_2 och τ_2 .

Tidkretsen

Urladdningstiden τ_2 bestäms som en heltalsmultipel av periodtiden hos en kristalloscillator. Signal till urladdning ges av komparator då den skiftar nivå. Eftersom komparator-signalen och oscillatornsignalen är oberoende av varandra måste någon form av synkronisering dem emellan skapas för att ett och samma antal oscillatorpulser ska ge τ_2 . Detta kan ske så som Bild IV E1 visar.

Synkronisering erhålles med en J-K R-S master-slave vippa. Då komparatorn slår om bildas i en pulsformare en puls som påföres vippans J-ingång. Pulsen varar så länge att en oscillatorpuls hinner komma in på vippans klockingång. Vippans Q-utgång antar hög nivå då oscillatorpulsen går från hög nivå till låg nivå. Därvid grindas oscillatorpulserna in till en dekad-räknare via en inverterare. Då tio pulser räknats in avges en puls till vippans reset-ingång så att Q-utgången återgår till låg nivå. En puls med väl definierad pulslängd τ_2 har erhållits vid Q-utgången. Bild IV E2 visar signalerna på olika ställen i Bild IV E1.



Konstantströmgeneratorn

Eftersom prototypen ej skulle utsättas för temperaturvariationer byggdes konstantströmgeneratorn upp med en bipolär transistor T3 vars bas-emitter-krets placerades i återkopplings-slingan hos en operationsförstärkare. En zenerdiod Z1 av standardtyp användes som referens.

För att man skall få en stabil ström från strömgeneratorn måste man se till att den får arbeta ostörd av sin omgivning. Då omvandlingsfrekvensen ökar, ökar också urladdningsströmmens medelvärde. Om konstantströmgeneratorn hade pulsats direkt hade således förlusteffekten i den varit beroende av ingångssignalen. En sådan inverkan minskas betydligt om konstantströmmen styrs så som Bild IV E1 visar. Under urladdningen flyter strömmen från integratorns ingång genom T2 till strömgeneratorn. Under uppladdningen flyter strömmen från jord genom T1 till strömgeneratorn. Om T1 och T2 styrs ut av pulser vilka har stig- och falltider som är försumbara kommer strömgeneratorn att arbeta med konstant effektförlust oavsett vart strömmen flyter. En schmitt-trigger avger pulser som passar att styra ut T1 och T2 med. För att få snabba omslag men samtidigt hålla strömförbrukningen låg försågs triggern med aktiva motstånd i form av fälteffekttransistorer. Schmitt-triggern och J-K-vippan ligger på olika spänningsnivåer. Likspänningskoppling erhålles med transistor T6 och zenerdioden Z2.

Integratorn

Så stor del som möjligt av den ström som flyter in i integratorn skall gå till kondensatorn C. Det innebär att den operationsförstärkare som används i integratorn skall ha höghögmig ingång. Ingången försågs med fälteffekttransistorer i emitterföljarkoppling. Endast två trimpunkter P_1 och P_2 behövs i omvandlaren. En, P_1 , för offset-kompensering av operationsförstärkaren (nollställning) och den andra, P_2 , för kalibrering.

Tabell IV-1 visar mätresultat som erhållits med prototypen. Med hjälp av minsta kvadratmetoden beräknades den bästa rätta linje som kunde dras i förhållande till mätvärdena. Mätvärdenas avvikelse i procent från de värden den rätta linjen ger är angivna i tabellen.

Tabell IV - 1

$\tau \pm 10^{-5} \text{ s}$	Hz	Avvikelse %
0,00023	1,25670	1,5
0,00203	10,3181	0.7
0,02003	100,294	0.05
0.04003	200,284	0,02
0.08003	400,286	0,01
0,20003	1000,22	0,003
0,40003	2000,24	0,001
0,80003	4000,15	0,003
2,00003	10000,2	0,001
4,00003	20000,7	0,001
8,00003	40000,6	0,0003

F. Spänning-frekvensomvandling vid små ingångssignaler

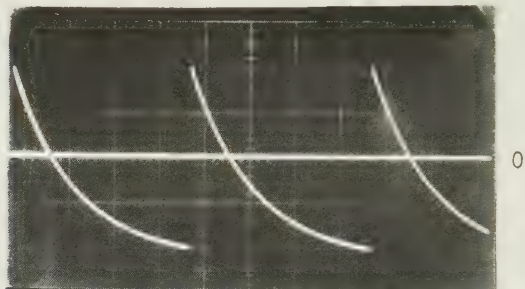


BILD IV F1

Bild IV F1 är ett oscilloskopfoto som visar signalen vid operationsförstärkarens utgång i krets enl Bild IV F9 vid liten ingångsspänning.

Då ingångssignalen minskar kommer den exponentiella upp och urladdningen av integrationskondensatorn att ge upphov till ett ökande linearitetsfel. Om en operationsförstärkare med oändligt hög förstärkning används i integratorn se Bild IV F2

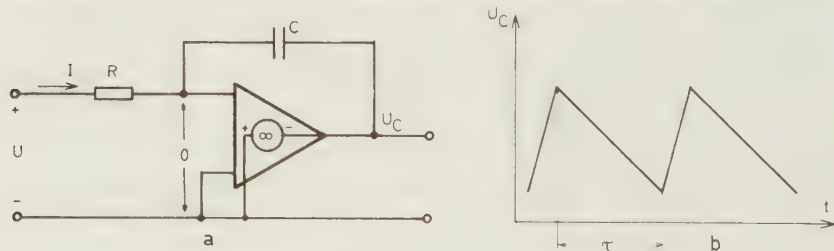


BILD IV F2

kommer strömmen I att vara oberoende av hur mycket omvandlaren styrs ut, ty spänningen på förstärkarens ingång är alltid noll volt. I och med att förstärkningen F är ändlig är det nödvändigt att en viss spänning $U_0 = U_{UT}/F$ finns på förstärkarens ingång. Den spänningen åstadkommer att I ändras under uppladdning och urladdning, vilket direkt påverkar lineariteten. En viss del av I förloras genom att förstärkaren har ändligt ingångsmotstånd R_{in} och en del förbrukas av kondensatorns läckmotstånd R_L . Bild IV F3a visar integra-

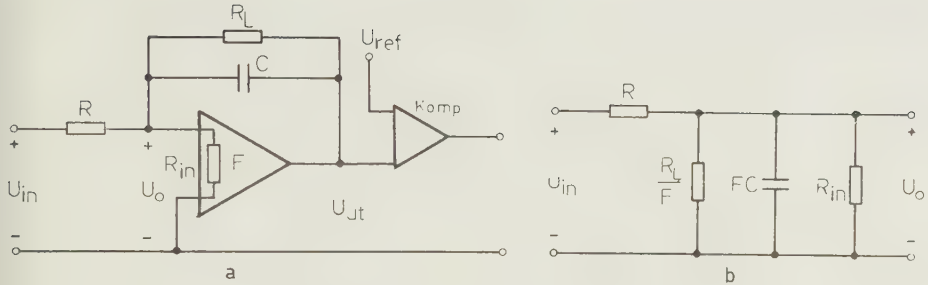


BILD IV F3

tionskretsen kompletterad med R_{in} och R_L . Förstärkningen F är ändlig. Kretsen i Bild IV F3a kan ur ingångssynpunkt uppfattas som den, som visas i Bild IV F3b. Bild IV F3b kan förenklas till en enkel RC-krets såsom Bild IV F4 visar. De

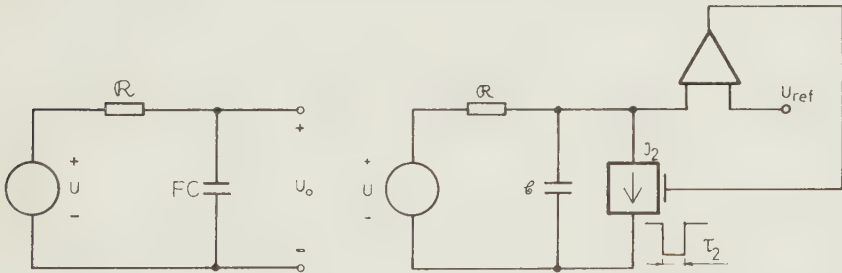


BILD IV F4

BILD IV I5

samband som råder mellan motståndsvärdena är

$$F = \frac{R \cdot P'}{R + R'} \quad (16)$$

$$R' = \frac{R_{in} \cdot R_L}{F \cdot P_{in} + R_L} \quad (17)$$

För U gäller

$$U = U_{in} \cdot \frac{1}{F} \quad (18)$$

Kretsen i Bild IV F4 kompletteras med en konstantströmgenerator vars uppgift är att ladda ur kondensatorn under en tid τ_2 , se Bild IV F5. Arbetssättet är sådant att kondensatorn $C = CF$

laddas upp och då kondensatorspänningen är lika med U_{ref} kopplas konstantströmgeneratorn momentant in. Då tiden τ_2 förflutit kopplas generatorn ifrån. Om man låter kondensatorspänningen vara U_{ref} då $t = 0$, Bild IV F6b, kan kretsen beskrivas

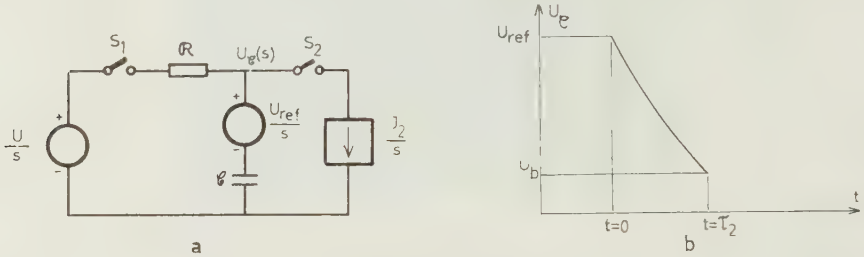


BILD IV F6

så som Bild IV F6a visar om S_1 och S_2 slutes då $t = 0$. Ur Bild IV F6a fås

$$U_C(s) = \frac{U}{s(s + \frac{1}{\tau_0})} - \frac{R I_2}{s(s + \frac{1}{\tau_0})} + \frac{U_{ref}}{s + \frac{1}{\tau_0}} \quad (19)$$

där

$$\tau_0 = RC$$

vid tiden τ_2 kommer $U_C(\tau_2)$ enl ekv (19) att bli

$$U_C(\tau_2) = U (1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_0}}) - R I_2 (1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_0}}) + U_{ref} e^{-\frac{\tau_2}{\tau_0}} = U_b \quad (20)$$

För uppladdningsförloppet gäller kretsen i Bild IV F7a, som

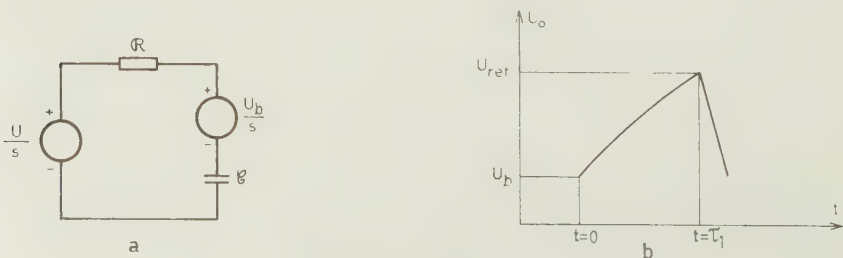


BILD IV F7

ger om kondensatorn har en begynnelsepotential U_b då $t = 0$
Bild IV F7b

$$U_C(s) = \frac{U}{s(s + \frac{1}{\tau_0})} + \frac{U_b}{s + \frac{1}{\tau_0}} \quad (21)$$

Ekv (21) ger

$$U_C(t) = U(1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}}) + U_b e^{-\frac{t}{\tau_0}} \quad (22)$$

U_b är den spänning kondensatorn har vid slutet av urladdningen dvs $U_C(\tau_2)$. Uppladdningsperioden varar en tid τ_1 under vilken kondensatorspänningen växer från U_b till U_{ref} . Med hjälp av ekv (20) och (22) fås då

$$\begin{aligned} & [U(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_0}}) - RI_2(1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_0}}) + U_{ref} e^{-\frac{\tau_2}{\tau_0}}] e^{-\frac{\tau_1}{\tau_0}} + \\ & + U(1 - e^{-\frac{\tau_1}{\tau_0}}) = U_{ref} \end{aligned} \quad (23)$$

En modern operationsförstärkare har så hög förstärkning F att τ_2 blir mycket mindre än τ_0 .

Ex. $F = 2 \cdot 10^5$
 $R = 10 \cdot 10^3 \text{ ohm}$
 $C = 10 \text{ nF}$
 $\tau_2 = 10 \text{ ns}$

ger

$$\frac{\tau_2}{\tau_0} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{RCF} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot 10^5} = \frac{1}{2} \cdot 10^{-6}$$

Då $\frac{\tau_2}{\tau_0}$ är mycket mindre än ett kan $e^{-\frac{\tau_2}{\tau_0}}$ ersättas med

$1 - \frac{\tau_2}{\tau_0}$ och ekv (23) förenklas till

$$\left[U \frac{\tau_2}{\tau_0} - RI_2 \frac{\tau_2}{\tau_0} + U_{\text{ref}} \left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_0} \right) \right] e^{-\frac{\tau_1}{\tau_0}} + U \left(1 - e^{-\frac{\tau_1}{\tau_0}} \right) = U_{\text{ref}} \quad (24)$$

Härur kan τ_1 lösas som

$$\tau_1 = \tau_0 \ln \frac{U' - U}{U_{\text{ref}} - U} \quad (25)$$

där

$$U' = U \frac{\tau_2}{\tau_0} - RI_2 \frac{\tau_2}{\tau_0} + U_{\text{ref}} \left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_0} \right) \approx U_b \quad (26)$$

enl ekv (20)

Uppladdningstiden τ_1 avviker en viss procent p från den tid τ_1 ideal som skulle erhållits om en ideal förstärkare använts. Med en ideal förstärkare i integratorn sker uppladdningen med den konstanta strömmen $I = U_{\text{in}}/R$ och urladdning med den konstanta strömmen $I_2 - I$. Sker upp och urladdning med konstantströmmar är det likgiltigt vid vilken nivå U_{ref} förlägges. Spänningsändringen vid urladdning blir

$$U_C(\tau_2) = (I_2 - I) \frac{\tau_2}{C} \quad (27)$$

och spänningsändringen vid uppladdning

$$U_C(\tau_1 \text{ ideal}) = - \frac{I \tau_1 \text{ ideal}}{C} \quad (28)$$

Ekv (27) och (28) ger

$$\tau_1 \text{ ideal} = - \frac{U_{\text{in}} - RI_2}{U_{\text{in}}} \tau_2 \quad (29)$$

Om felet p definieras som

$$p = \frac{\tau_1 - \tau_{1 \text{ ideal}}}{\tau_{1 \text{ ideal}}} \cdot 100 \quad (30)$$

blir

$$p = \left[\frac{U_{in}}{(R I_2 - U_{in}) \frac{\tau_2}{\tau_0}} \cdot \ln \frac{U \frac{\tau_2}{\tau_0} - R I_2 \frac{\tau_2}{\tau_0} + U_{ref} (1 - \frac{\tau_2}{\tau_0}) - U}{U_{ref} - U} - 1 \right] \cdot 100 \quad (31)$$

Den största amplituden hos den integrerade signalen kan beräknas ur ekv (27). Kallas den U_{ut} blir

$$U_{ut} = \frac{I_2 \tau_2}{C} = R I_2 \frac{\tau_2}{\tau_0} \quad (32)$$

Sättes $A = \frac{U_{in}}{U_{ut}}$ förändras ekv (31) till

$$p = \left(\frac{A}{1 - A \frac{\tau_2}{\tau_0}} \ln \frac{A(1 - \frac{\tau_2}{\tau_0}) \frac{R}{R} + 1 - \frac{U_{ref}}{U_{ut}} (1 - \frac{\tau_2}{\tau_0})}{A \frac{R}{R} - \frac{U_{ref}}{U_{ut}}} - 1 \right) \cdot 100 \quad (33)$$

Det fel en omvandlare med icke ideal förstärkare kommer att uppvisa i förhållande till en med ideal förstärkare beror enl ekv (33) av ingångssignalens storlek (talet A) och hur referensspänningen väljes i förhållande till den maximala amplituden U_{ut} .

TABELL IV - 2

$$U_{\text{ref}} = 0$$

$$U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}} = 1/2$$

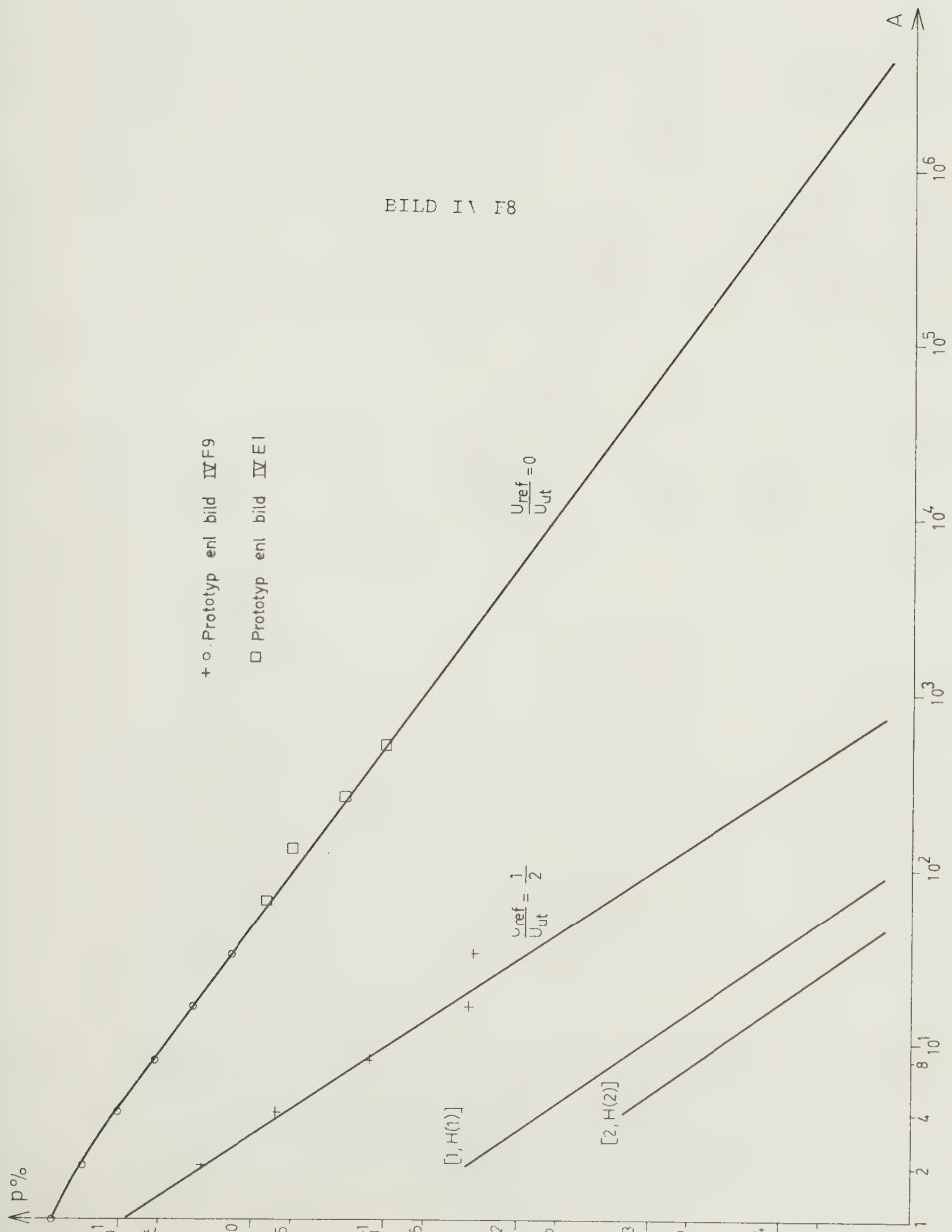
A	p %	p %
1	-30,7	9,86
2	-18,9	2,17
4	-10,7	0,525
8	- 5,77	0,131
16	- 3,00	0,0327
32	- 1,53	0,00824
64	- 0,773	0,00213
128	- 0,389	0,000608
256	- 0,195	0,000227
512	- 0,0975	0,000132
1024	- 0,0488	0,000108

Tabell IV-2 beräknad med $\tau_2/\tau_0 = 10^{-6}$ och $R \ll R'$, visar betydelsen av valet av referensspänning. Bild IV F8 visar ett diagram där absolutvärdet av felet enl ekv (33) är avsatt som funktion av A och med $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}$ valt till 0 och till 1/2. $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}} = 1/2$ betyder symmetrisk utstyrning av operationsförstärkaren kring 0-nivå. Observera att U_{ut} är maximala spänningen över integrationskondensatorn $C = CF$, dvs vid operationsförstärkarens ingång. Om man med U_{ut} i uttrycket för A menar den mera lättbestämbara amplituden på operationsförstärkarens utgång skrives A som

$$A = \frac{F U_{\text{in}}}{U_{\text{ut}}} \quad (34)$$

I diagrammet i Bild IV F8 är inlagda värden markerade med fyrkanter erhållna vid mätningar på en omvandlare byggd enl Bild IV E1 där F antagits vara $3 \cdot 10^4$ (enl datablad normalvärde för förstärkaren). För att mätningar bekvämt skulle kunna göras vid små A-värden byggdes en omvandlare med en operationsförstärkare kopplad så att förstärkningen kunde ges önskat

BILD IV F8



värde så som Bild IV F9 visar. Mätvärden erhållna för denna omvandlare med $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}} = 0$ och $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}} = 1/2$ är i Bild IV F8 markerade med 0 och +. Man skall här lägga märke till den stora vinst som kan göras när $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}$ väljes. För ett givet fel ($p = 0,005\%$) utvidgas omvandlarens mätområde med ca 2,5 dekader om $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}$ väljes till $1/2$ jämfört med vad man får om man låter komparatorn arbeta med 0-nivån som referens.

Det linearitetsfel som uppstår på grund av exponentiell upp och urladdning beror som visats ovan i hög grad av valet av U_{ref} . Man kan ur ekv (33) beräkna vilket värde $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}$ skall ha för att linearitetsfelet skall försvinna. Tabell IV-3

TABELL IV - 3

$$\frac{\tau_2}{\tau_0} = 10^{-6}$$

A	$U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}} (A)$	$0,5 - U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}} =$
		$b - U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}} = H(A)$
1	0,41802271	0,08197728
2	0,45850437	0,04149562
4	0,47918481	0,02081518
8	0,48957853	0,01042147
16	0,49477650	0,00522349
32	0,49736437	0,00263562
64	0,49863442	0,00136558
128	0,49922146	0,00077853
256	0,49941894	0,00058105
512	0,4992574	0,00067425
1024	0,49889472	0,00110527

visar sådana värden på $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}0}$ med $\tau_2/\tau_0 = 10^{-6}$. Tabellen upptar också en kolum $H(A) = 1/2 - U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}0}$. För värden på A mindre än 128 svarar $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}0}$ mycket nära mot en hyperbel, vilket tydligt framgår av $H(A)$ funktionen. Bild IV F8

visar de teoretiska felfunktionerna då hyperbeln lagts genom $[1, U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}(1)]$ och $[2, U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}(2)]$.

Bild IV F9 visar teoretiska kurvor för $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}$ då $p = 0$ och experimentellt funna värden (ringar) på $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}$ som funktion av A . OBS! Tecknet på $U_{\text{ref}}/U_{\text{ut}}$ beror av hur omvandlaren är utförd. Är omvandlaren sådan att integrationsströmmen skall flyta in i den skall U_{ref} vara negativ.

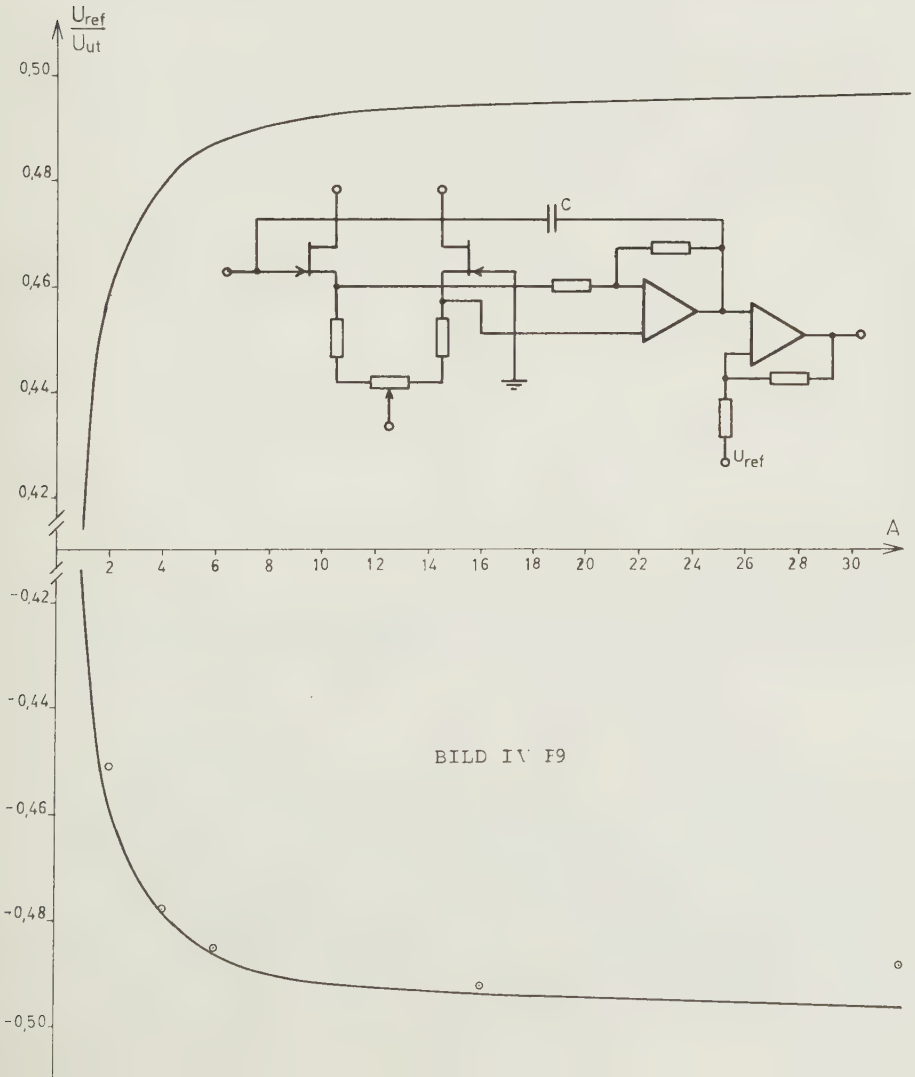


BILD IV F9

Om referensspänningen styrs av ingångsspänningen kan omvandlarens arbetsområde ytterligare utvidgas. För ett givet fel ($p = 0,005\%$) kan man enl Bild IV F8 vinna teoretiskt ytterligare 1,5 deka-der för det fall att referensspänningen styrs efter en hyperbelfunktion.

Praktiskt kan en hyperbelfunktion realiseras genom ett diod-nät. Ett sådant nät ger en sektionsvis lineär approximation av hyperbeln. Bild IV F10 visar den önskade hyperbeln till vilken tangenter dragits. Brytpunkterna $A_0, A_2 \dots A_n$ med tillhörande U_{ref}/U_{ut} -värden har beräknats med felprocenten p som parameter. Varje brytpunkt representerar en diod. Bild IV F11 visar antalet dioder som funktion av tillåtet fel med det lägsta värdet på $A = A_{min}$ som parameter.

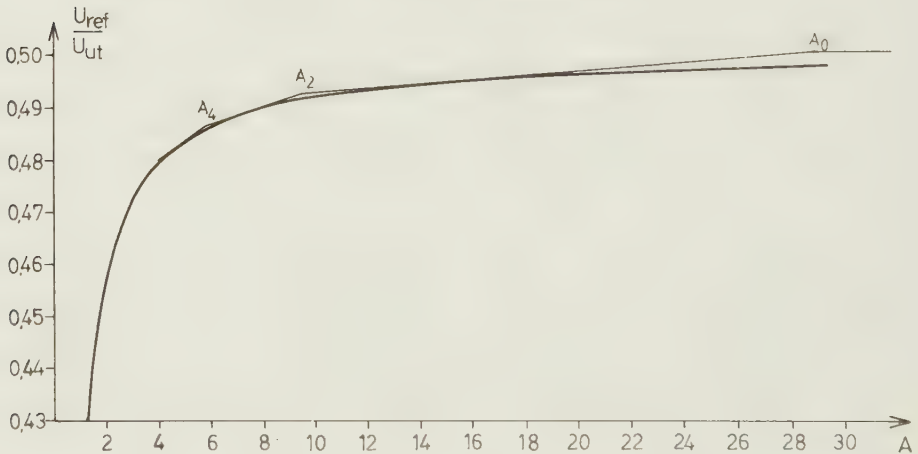


BILD IV F10

Med utgångspunkt från de teoretiska brytpunkterna studerades fyra olika diodnät, DNI, DNII, DNIII och DNIV, se Bild IV F12a,b och c. Det enklaste diodnätet visas i Bild IV F12a. Motståndens toleranser har antagits till 1% och den spänning där dioderna leder till 0,6 volt $\pm 5\%$. Om ett sådant nät styrs ut vid högre spänning kommer den ekvivalenta diodtoleransen att minska. Diodnät II tänkes uppbyggt av komponenter liknande de i DNI, men sådant att utstyrning sker vid tio gånger högre

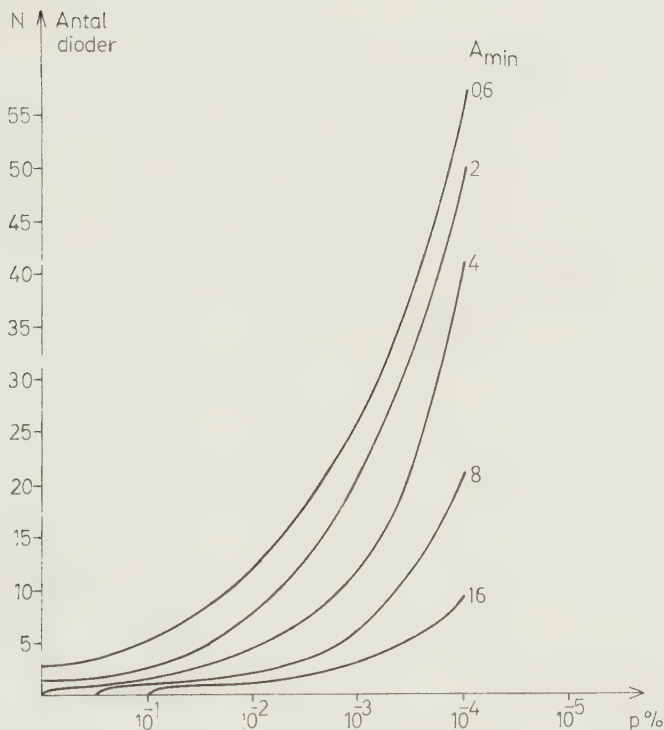


BILD IV Fl1

spänning. I diodnät III används 1% motstånd, men diodens framspänningsfall har gjorts försumbart genom att dioderna placerats som återkopplingskomponenter hos operationsförstärkare. Diodnät IV är av samma konstruktion som DN III, enda skillnaden är att motståndens toleranser är 0,1%.

För varje diodnät har beräknats det minsta värdet på A som man kan påföra omvandlarens ingång för ett givet maximalt fel $p_{\max}$ som funktion av felet Δb i inställningen av $b = 1/2$. Diodnäten är därvid tänkta uppbyggda av komponenter vars toleranser har sådant tecken att den approximerade hyperbeln avviker så mycket som möjligt från den önskade. Resultatet visas i Bild IV Fl3 abc. Det antal dioder som behövs är också inlagt i Bild IV Fl3 abc.

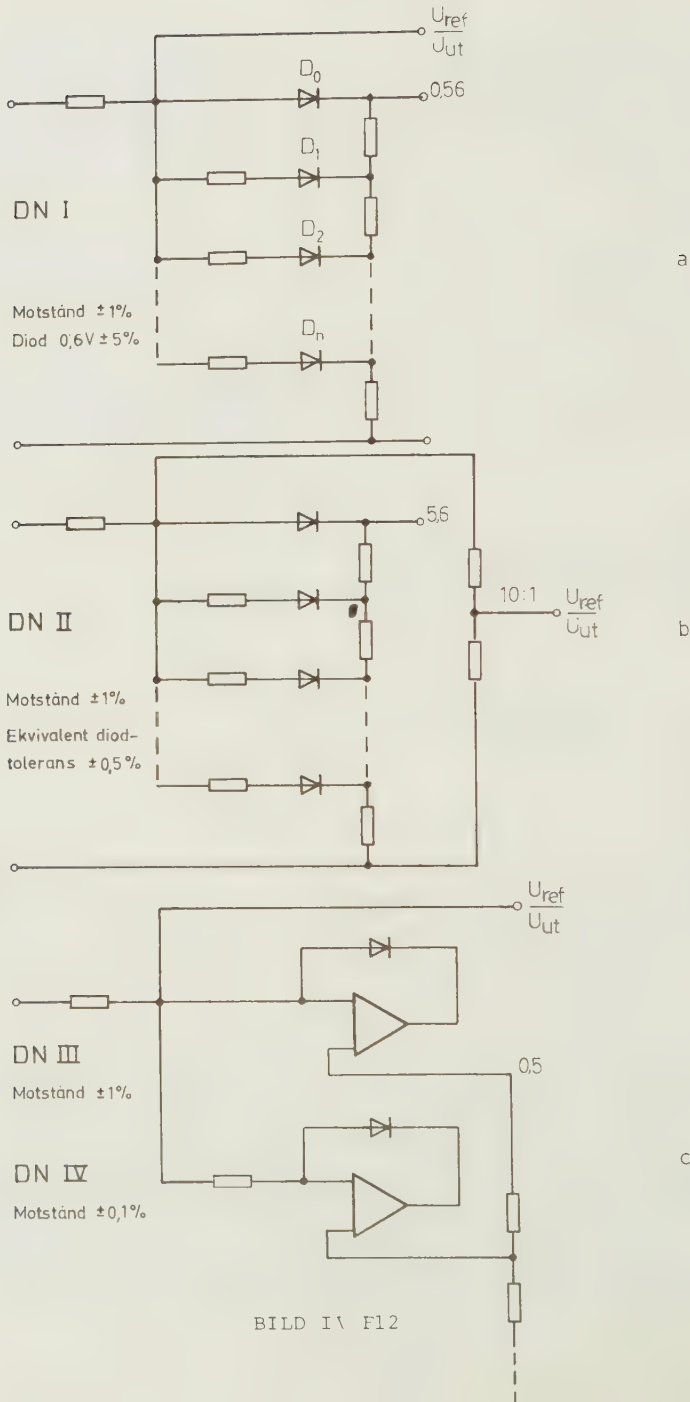
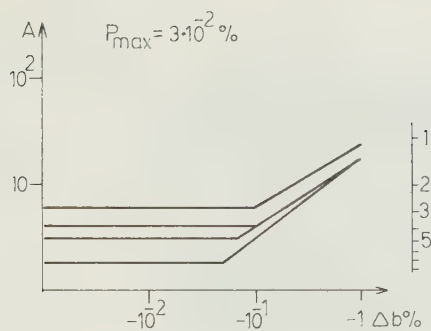
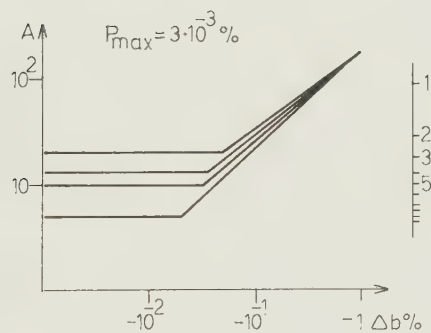


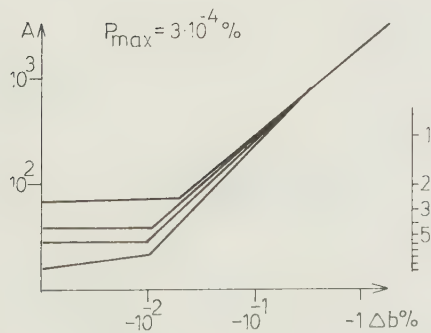
BILD IV F12



a



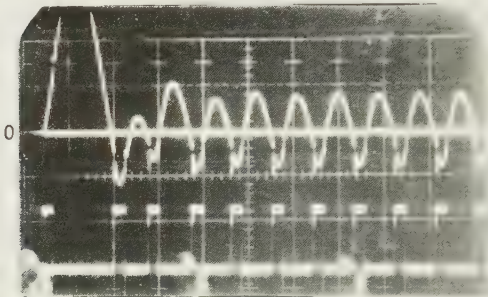
b



c

BILD IV F13

G. Omvandling vid stora ingångssignaler



$$\frac{J_2}{J_1} = 4 \quad T_2 = 15 \mu s$$

BILD IV G1

Vid ökande ingångsspänning blir den procentuella ändringen i uppladdningsström allt mindre och därmed också linearitetsfelet. I stället uppträder på grund av signalfördröjning i förstärkaren, komparatorn och tidkretsen andra fel. Bild IV G1 visar ett oscilloskop foto av en signal U_{ut} som erhållits på integratorns utgång då ingången momentant påförts en stor ström. I samma foto visas också de strömpulser I_2 vilka urladdar kondensatorn C . Man observerar bl a att flankerna är olinjära och att periodtiden varierar, men att variationen är avtagande. Kretsen som genererat den avgivna signalen visas i Bild IV G2.

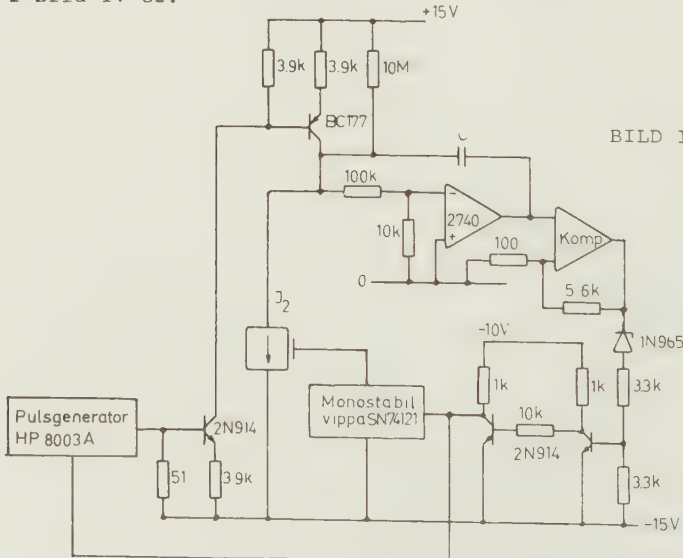


BILD IV G2

Undersökningen nedan behandlar omvandlarens uppträdande med signalfördröjning endast i förstärkaren.

En enkel ekvivalent krets för en integrator innehållande en operationsförstärkare med en fördröjningslänk visas i Bild IV G3.

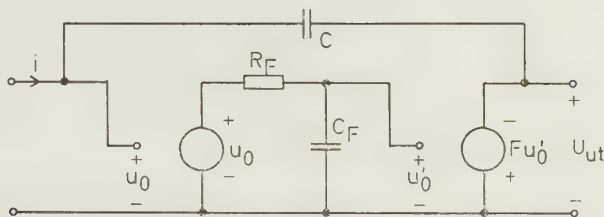


BILD IV G3

Med beteckningar enl Bild IV G3 kan U_{ut} skrivas som

$$U_{ut}(s) = -\frac{i}{C\tau_F} \frac{1}{s(s + \frac{1}{\tau_F})} \quad (35)$$

där

$$\tau_F = \frac{R_F C_F}{F}$$

Ekv (35) kan användas för beräkning av integratorns svar, då en ström plötsligt tillföres integratorns ingång. Antag att integratorn är i vila till tiden $t = 0$ dvs spänningen på operationsförstärkarens ingång och utgång är 0 volt. Då integratorn arbetar som omvandlare gäller att strömmen i styrs av spänningen på operationsförstärkarens utgång så som Bild IV

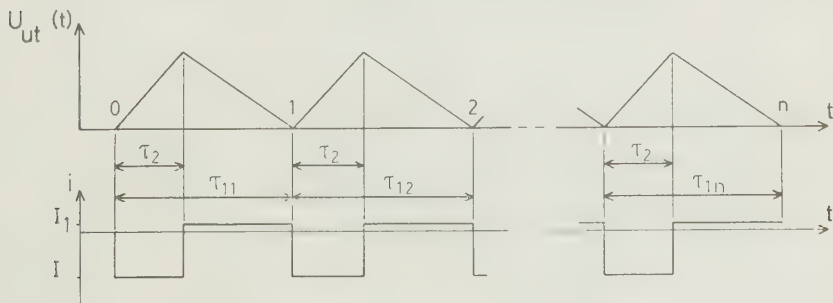


BILD IV G4

G4 visar. ($U_{\text{ref}} = 0$). Om strömmen I_1 momentant tillföres integratorns ingång vid tiden $t = 0$ kommer utgångsspänningen att omedelbart passera referensspänningsnivån, här satt till 0 volt, varvid tidkretsen avger en urladdningspuls, (varaktighet τ_2).

Följande kommer att inträffa.

Då $t = 0$	ändras i	momentant till	$-I_2 + I_1$	
$t = \tau_2$	"	"	"	I_1
$t = \tau_{11}$	"	"	"	$-I_2 + I_1$
$t = \tau_{11} + \tau_2$	"	"	"	I_1 osv

Betraktas strömmen i som summan av momentant tillförda strömmar vilka kopplas in vid tiderna $0, \tau_2, \tau_{11}, \tau_{11} + \tau_2$ osv kan $U_{\text{ut}}(s)$ skrivas som

$$U_{\text{ut}}(s) = \frac{I}{C\tau_F} \cdot \frac{1}{s^2(s + \frac{1}{\tau_F})} (1 - e^{-\tau_2 s} + e^{-\tau_{11}s} - e^{-(\tau_{11} + \tau_2)s} + \dots)$$

$$- \frac{I_1}{C\tau_F} \cdot \frac{1}{s^2(s + \frac{1}{\tau_F})} (e^{-\tau_2 s} - e^{-\tau_{11}s} + e^{-(\tau_{11} + \tau_2)s} \dots) \quad (36)$$

där $I = I_2 - I_1$.

Om i består av en enda puls med varaktighet τ_2 och amplitud I kommer integratorsvaret att bli

$$U_{\text{ut}}(s) = \frac{I}{C\tau_F} \cdot \frac{\frac{1}{s} - \frac{e^{-\tau_2 s}}{s}}{s(s + \frac{1}{\tau_F})} \quad (37)$$

som ger

$$U_{\text{ut}}(t) = \frac{I\tau_F}{C} \left(e^{-\frac{t}{\tau_F}} + \frac{t}{\tau_F} - 1 \right) - \frac{I\tau_F}{C} \left(e^{-\frac{t-\tau_2}{\tau_F}} + \frac{t-\tau_2}{\tau_F} - 1 \right) I_{-1}(t - \tau_2)$$

$$\quad (38)$$

där $I_{-1}(t - \tau_2)$ är stegfunktionen.

Bild IV G5a visar svaret beräknat enl ekv (38). Omvandlarens beteende vid momentant pålagda stora ingångssignaler kan lätt bestämmas grafiskt om pulssvaret förenklas så som Bild IV G5b visar.

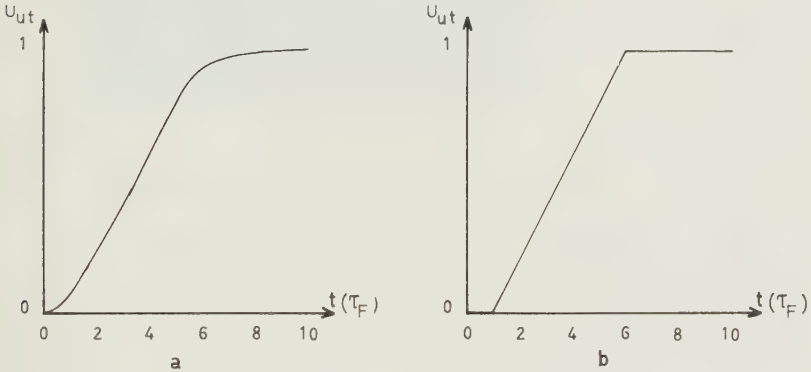


BILD IV G5

Antag att omvandlaren är i vila fram till tiden $t = 0$. Vid $t = 0$ utsättes omvandlarens ingång för en strömpuls I_1 och samtidigt exciteras urladdningskretsen. På grund av fördröjning i integratorn förflyter en tid τ_F innan någon förändring uppträder på integratorutgången. Urladdningsströmmen I_2 är större än ingångsströmmen I_1 och integratorutgången avger därför en positiv rampspänning vars lutning bestäms av skillnaden mellan I_2 och I_1 . Urladdningsströmmen varar en tid τ_2 som här antagits till $2\tau_F$. Den positiva rampen fortsätter även efter $t = \tau_2$ just på grund av fördröjningen τ_F i integratorn. Först vid tiden $\tau_2 + \tau_F$ kommer rampen att övergå i en negativ vars lutning bestäms av I_1 . Då rampspänningen passerar referensnivån vid tiden τ_{11} startar komparatorn urladdningskretsen och efter en fördröjning τ_F vänder rampen återigen till en positiv osv. Bild IV G6 visar startförloppet för en integrator dels utan signalfördröjning dels med signalfördröjning ($\tau_F = 1/2 \tau_2$). Enligt Bild IV G6 kan man vänta sig att

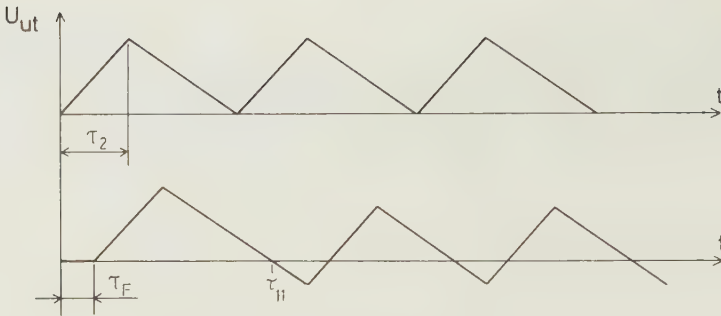
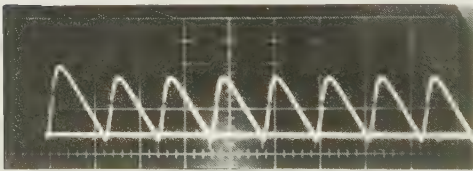


BILD IV G6

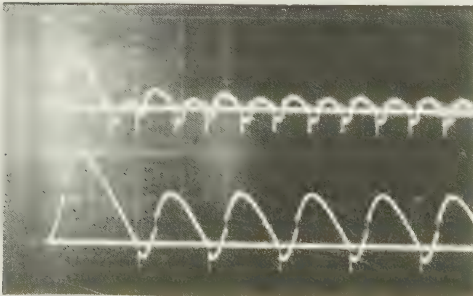
- 1) omvandlaren efter en eller några perioder arbetar med samma frekvens som den skulle göra utan signalfördröjning.
- 2) totala fördröjningen över ett antal perioder är av storleksordningen en tidskonstant τ_F .
- 3) likspänningsnivån förskjutes. Förskjutningen ökar då τ_2 minskar i förhållande till signalfördröjningen och med ökande I_1 , (utgångsspänningen hinna längre under referensnivån innan den vänder).



$$\frac{I_2}{I_1} \approx 8$$

$$\tau_2 = 3 \mu s$$

BILD IV G7

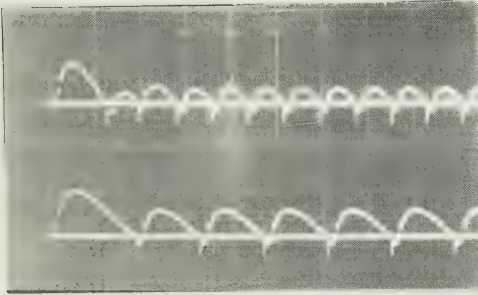


$$\tau_2 = 1 \mu s$$

$$\frac{I_2}{I_1} \approx 4$$

$$\tau_2 = 2 \mu s$$

BILD IV G8



$$\frac{J_2}{J_1} = 4$$

$$\tau_2 = 1 \mu s$$

$$\frac{J_2}{J_1} = 8$$

BILD IV G9

Bild IV G7 visar oscilloskopfoto av utsignalen, som illustrerar 1) och 2) periodtid 1 är längre än de övriga. Bild IV G8 illustrerar 3) och visar utsignalen för två τ_2 värden och med konstant I_1 . Bild IV G9 visar utsignalen för två värden på I_1 och med konstant τ_2 .

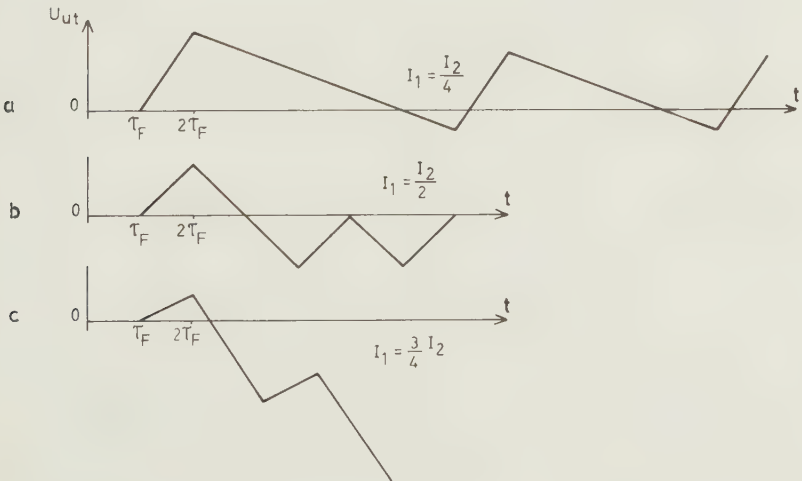


BILD IV G10

Bild IV G10 visar $U_{ut}(t)$ då integratorns pulssvar är förenklat enl Bild IV G5b och med tidskonstanten $\tau_F = \tau_2$ för några

olika värden på I_1 . Beträffande konstruktionen av Bild IV G10 se Kap IV D och Bild IV D2. Tillförd ström I_1 får enligt Bild IV G10b vara högst hälften av urladdningsströmmen I_2 (0-nivån måste passeras eller tangeras). Skall omvandlaren fungera för ingångsströmmar större än halva urladdningsströmmen måste τ_2 vara större än τ_F se Bild IV G11. Eftersom integratorspänningen $U_{ut}(t)$ är proportionell mot tillförd ström kan man med beteckningar enl Bild IV G11 skriva

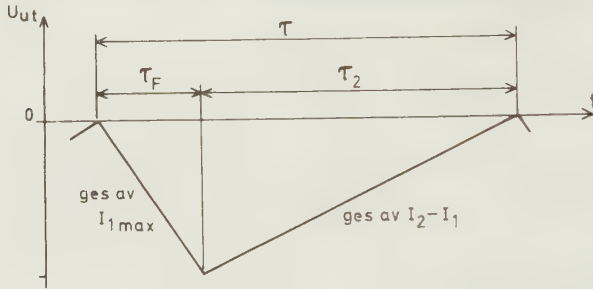


BILD IV G11

$$I_{1 \max} \cdot \tau_F = (I_2 - I_{1 \max}) \tau_2 \quad (39)$$

$$\tau = \tau_F + \tau_2 \quad (40)$$

som ger

$$\tau = \frac{\tau_F}{1 - \frac{I_{1 \max}}{I_2}} \quad (41)$$

Periodtiden τ har ett minimum $\tau_{\min}$ då $\frac{I_{1 \max}}{I_2}$ har minimivärde, vilket inträffar då $I_{1 \max} = I_{1m}$ och man får

$$\frac{I_{1m}}{I_2} = \frac{1}{2} \quad (42)$$

Värdet på I_{1m} är tydligen lika med det maximala värde på I_1 som ej får överskridas om omvandlaren skall fungera med $\tau_2 = \tau_F$ (Bild IV G10).

För $\tau_{\min}$ kommer då att gälla

$$\tau_{\min} = 2\tau_F \quad (43)$$

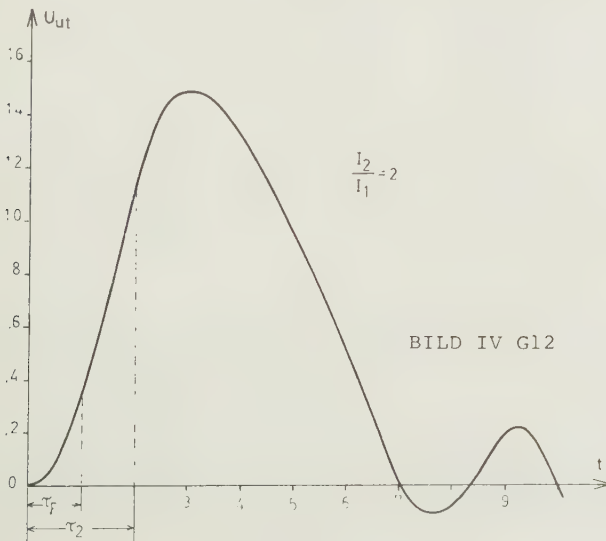
Omvandlarens maximifrekvens $f_{\max}$ är således

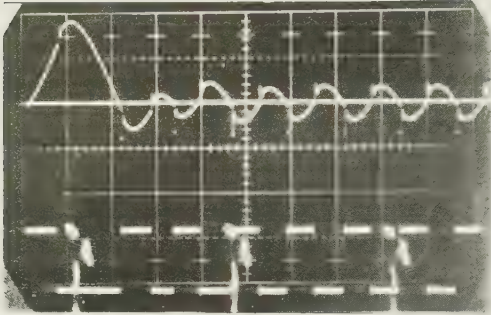
$$f_{\max} = \frac{1}{\tau_{\min}} = \frac{1}{2\tau_F} \quad (44)$$

Denna frekvens uppnås då ingångsströmmen är halva urladdningsströmmen, alltså

$$I_{1 \max} = \frac{I_2}{2} \quad (45)$$

Ovanstående "tumregler" har erhållits med hjälp av ett puls-svar givet i form av rätta linjer. Med denna förenkling får man som resultat att omvandlaren avger rätt frekvens redan efter första perioden. Med hjälp av ekv (36) får man bättre uppfattning om startförloppet och man kan också beräkna periodtiden τ_{1n} för den n:te perioden. Startförloppet enl ekv (36) med $I_2/I_1 = 2$ och $\tau_2 = 2\tau_F$ visas i Bild IV G12. Ett oscilloskop-





$$\frac{I_2}{I_1} = 2$$

$$\tau_2 = 3\mu s \approx 2\tau_F$$

BILD IV G13

foto där $I_2/I_1 = 2$ och $\tau_2 \approx 2\tau_F$ visas i Bild IV G13. Fotot visar även tydligt signalfördröjning hos komparator och tidkrets. Tidkretsens urladdningspuls framgår också. OBS! att tumreglerna lovar för mycket, Bild IV G14 visar ett teoretiskt startförlopp med $\tau_2 = 1,2\tau_F$, vilket visar att omvandlaren inte kan starta, såvida inte urladdningskretsen avger ny urladdningspuls.

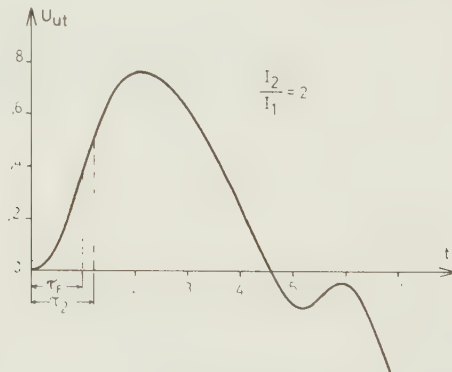


BILD IV G14

Två fel kan definieras, det absoluta felet p_a och det relativa p_r . Vill man ha antalet avgivna perioder som mätt på förfluten tid kommer det absoluta felet att vara det intressanta. Är man däremot intresserad av avgiven frekvens så är den tid man måste vänta innan man kan företa en mätning av intresse. De två felen definieras som

$$p_a = \frac{\sum_{j=1}^n \tau_{lj} - n\tau}{n\tau} \quad (46)$$

$$p_r = \frac{\tau_{ln} - \tau}{\tau} \quad (47)$$

där τ är den periodtid som skulle erhållits från en omvandlare utan signalfördröjning. I diagramform visas p_a och p_r som funktion av antalet avgivna perioder och tiden given i form av tidskonstanter. Diagrammen för p_a visas i Bilderna IV G15-IV G18. Då I_1 närmar sig sitt gränsvärde $I_2/2$ blir felet allt mindre för en given tid. Om ett visst antal avgivna pulser används för att mäta I_1/I_2 blir däremot felet ökande.

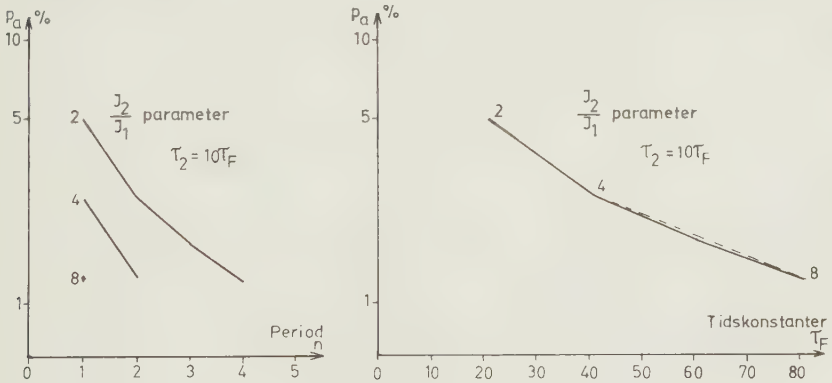


BILD IV G15

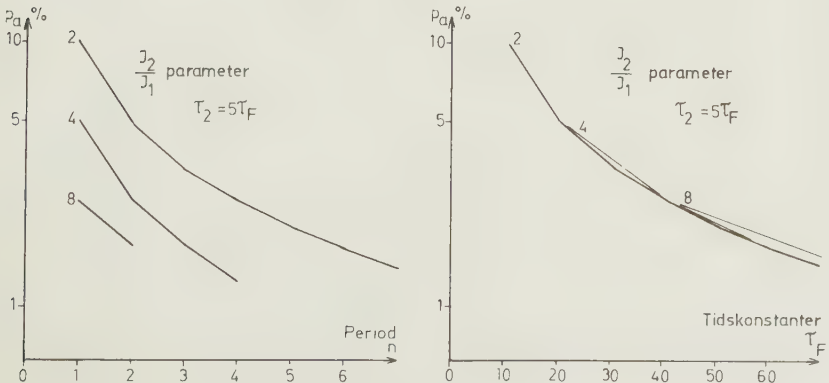


BILD IV G16

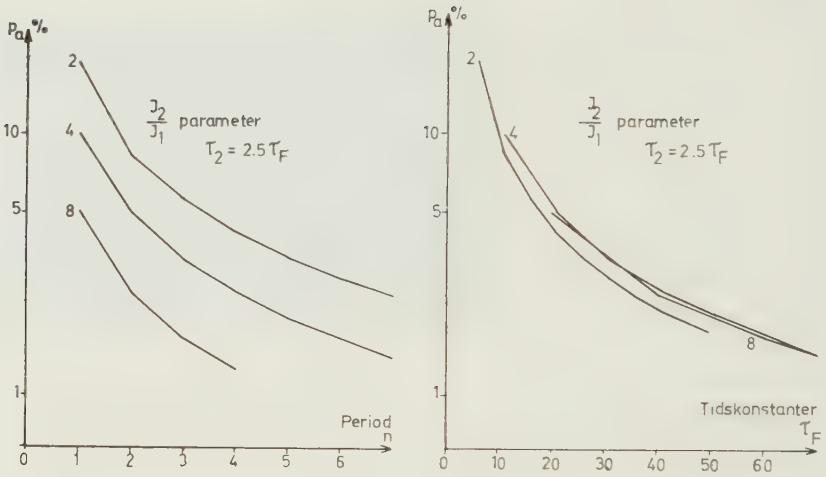


BILD IV G17

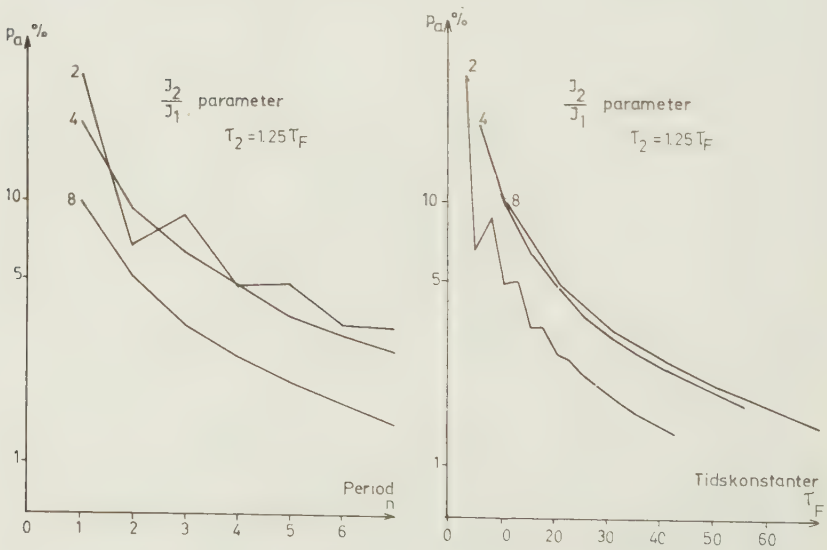


BILD IV G18

Relativfelet p_r visas i Bilderna IV G19 - IV G22. Detta fel går mycket snabbt mot noll. Tiden för p_r att bli försumbart ($< 10^{-3}\%$) ökar med minskande τ_2 . Man kan anse att rätt frekvens avgavs efter en period om τ_2 är större än tio tidskonstanter oberoende av I_1/I_2 . Diagrammen visar absolutvärdet av relativ felet. Felet är positivt efter första perioden (visas med +) och negativt efter andra perioden (visas med 0) osv.

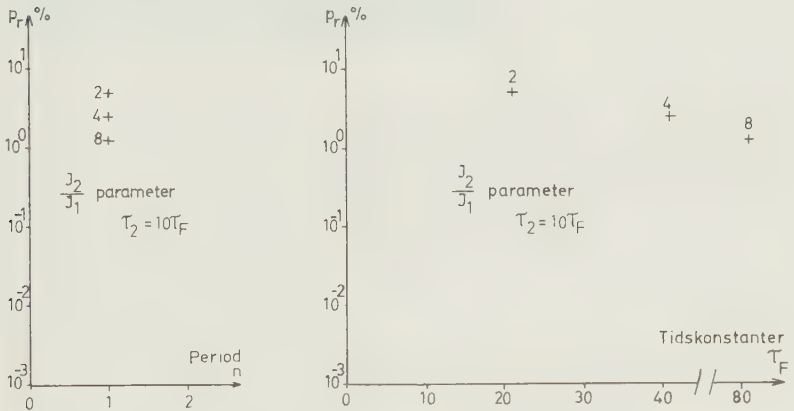


BILD IV G19

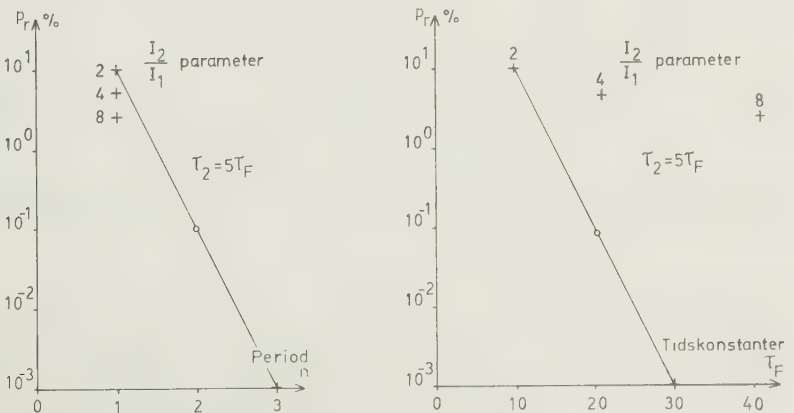


BILD IV G20

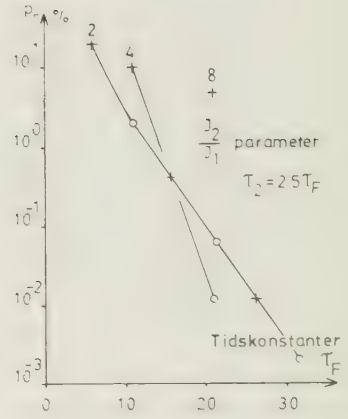
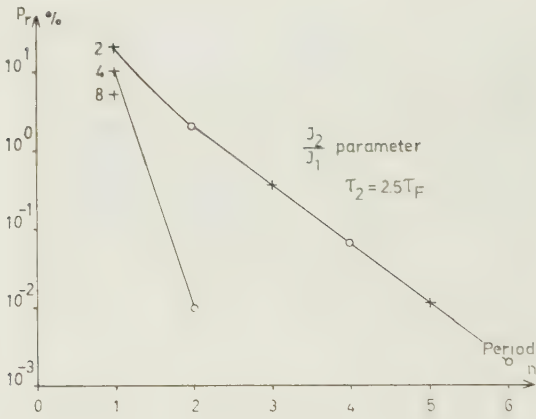


BILD IV G21

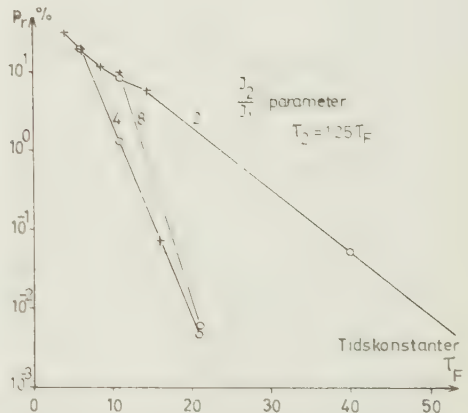
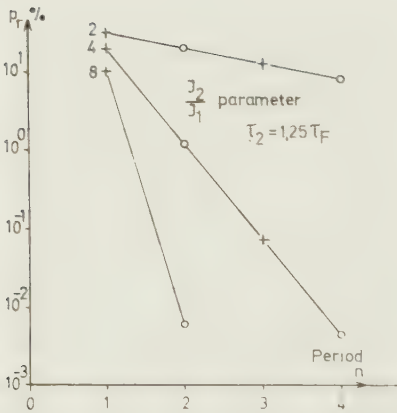


BILD IV G22

H. Mätning på korta strömpulser

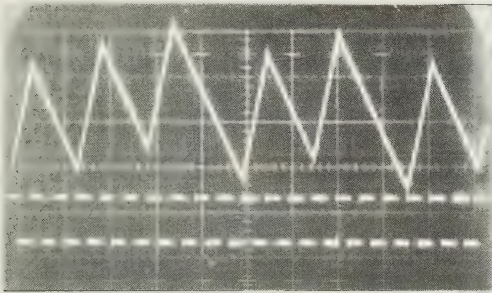


BILD IV H1

Bild IV H1 visar ett oscilloskopfoto av utsignalen från integratorn och klockpulserna. Bild IV H2 visar samma signaler plus urladdningspulser och komparator signaler. Tiden mellan två urladdningspulser oscillerar kring ett medelvärde. Om man använder tillräckligt lång tid för frekvensmätning kan man låta urladdningspulsernas frekvens vara ett mått på tillförd ström.

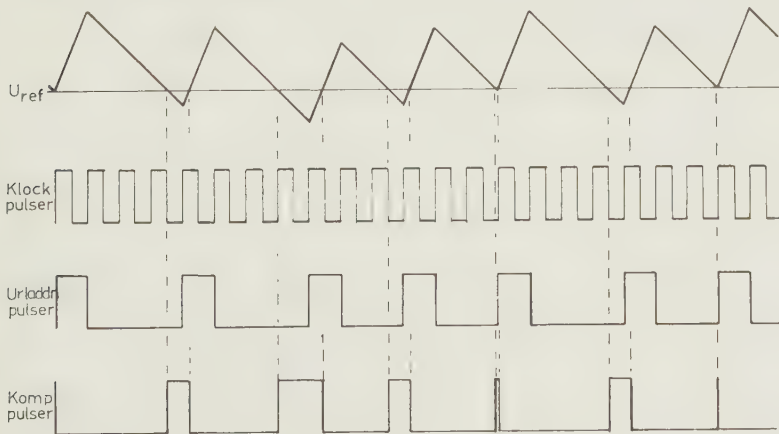
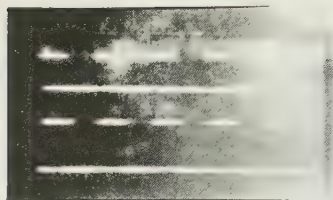


BILD IV H2

Tidsavståndet mellan två komparatorpulser är däremot som lätt inses av Bild IV H2 konstant, vilket också visas av Bild IV H3 som är ett oscilloskopfoto av ett stort antal överlagrade urladdningspulser och komparatorpulser. På fotot kan man inte



Komparatorpulser

Urladdningspulser

BILD IV H3

urskilja vare sig framkant eller bakkant på urladdningspulserna. Medelvärdet av deras periodtid är givet genom avståndet mellan de två ljusaste delarna av pulserna. Komparatorpulserna har däremot en väl definierad framkant. Detta innebär att man kan mäta en ström på kort tid. Enl Bild IV G19 är relativa felet p_r försumbart redan efter en period. Tiden mellan andra och tredje komparatorpulsen kan då anses vara ett mått på pulsens amplitud. Utvidgning till samplingsmätning kan lätt göras genom att mätningarna sker efter ökande antal komparatorpulser.

I. Omvandlarens arbetsområde

På grund av den oundvikliga exponentiella upp och urladdningen av integrationskondensatorn uppstår ett linearitetsfel, som ökar allteftersom ingångssignalen minskar. I kapitel F har visats betydelsen av valet av referensspänning och ingångskrets. För ett givet fel finns en minsta ingångsström $I_{\min}$ som inte får underskridas. Om man låter felet vara måttligt skrives den lägsta frekvensen $f_{\min}$ som

$$f_{\min} = \frac{I_{l\min}}{I_2 \tau_2} \quad (48)$$

Linearitetsfelet minskar med ökande ingångsström. Övre gränsen av arbetsområdet bestäms av valet av urladdningstid och inmatad ström $I_{l\max}$. Ur ekv (39) i kapitel G fås

$$I_{l\max} = \frac{\tau_2}{\tau_F + \tau_2} \cdot I_2 \quad (49)$$

med detta värde insatt i uttrycket för f i ekv (15) fås

$$f_{\max} = \frac{1}{\tau_F + \tau_2} \quad (50)$$

Det antal dekader D som erhålles är

$$\begin{aligned} D &= \log \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \\ D &= \log \left(\frac{I_2}{I_{l\min}} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_F + \tau_2} \right) = \log \frac{I_2}{I_{l\min}} + \\ &+ \log \frac{\tau_2}{\tau_F + \tau_2} \end{aligned} \quad (51)$$

D ökar med ökande τ_2 . Med ökande τ_2 ökar också den tid som måste tas i anspråk för att mäta f med en viss noggrannhet. Om τ_2 väljes till tio tidskonstanter får man enl kapitel G god noggrannhet vid pulsmätningar och man förlorar då enl ekv (51) mindre än femhundra delar av en dekad.

Urladdningsströmmen I_2 får inte väljas större än att operationsförstärkaren och switchtransistorerna T1 och T2 se Bild IV E1 lätt kan leverera den.

Ingångsströmmen I_{lmin} beror av flera parametrar, såsom operationsförstärkarens likströmsförstärkning F , av ingångskretsens utformning och av referensspänningsnivån. Detta gör den mer svårbestämbar. Om ingångskretsen är av enkaste slag dvs består av endast ett motstånd som är mycket mindre än integrationskondensatorns läckmotstånd och ekvivalent ingångsmotstånd hos operationsförstärkaren kan man av Bild IV F8 få en uppfattning om minsta ingångssignal. Enl ekv (34) skrivs I_{lmin} som

$$I_{lmin} = \frac{U_{in\ min}}{R} = \frac{A_{min} U_{ut}}{RF}$$

vilket insatt i ekv (51) ger då $\tau_2 \geq 10 \tau_F$

$$D = \log \frac{I_2}{I_{lmin}} = \log \frac{I_2 RF}{A_{min} U_{ut}} \quad (52)$$

En operationsförstärkare av typ μA 741 har typiskt värde på F som är $2 \cdot 10^5$. Den kan lätt leverera en ström på 2mA, vilket också utan vidare klaras av fälteffekttransistorerna T1 och T2 i Bild IV E1. Med R valt till 10 k Ω blir max tillåten ingångsspänning $I_2/2 \cdot R = 2 \cdot 10^{-3}/2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 10$ volt, vilket är ett normalt värde. Väljes U_{ut} till 1 volt kommer komparatorn att få arbeta med relativt stor signalnivå, vilket minskar störningars inverkan. Med ett tillåtet linearitetsfel på 0,005% blir $A_{min} = 40$ för $U_{ref}/U_{ut} = 1/2$. Omvandlarens arbetsområde kan då förväntas bli

$$D = \log \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^5}{40 \cdot 1} = \log 10^6 = 6 \text{ dekader}$$

J. Tidkrets

Tidkretsen består av en oscillator, vilken tillsammans med en $1/N$ räknare bestämmer urladdningstiden τ_2 . Enl kapitel G och I skall man välja τ_2 lika med eller helst större än operationsförstärkarens tidskonstant τ_F . Ingångsströmmen I_1 har då ett maximivärde som är $I_2/2$. Maximal arbetsfrekvens är då $f_{\max}$ given genom

$$f_{\max} = \frac{I_{1\max}}{I_2 \tau_2} = \frac{1}{2 \tau_2}$$

Uppladdningstiden τ_1 är alltså större än eller lika med urladdningstiden τ_2 . Minst två klockpulser måste produceras för att tiden τ_2 skall vara bestämd. Eftersom $\tau_1 > \tau_2$ behöver inte mer än två klockpulser produceras. Hade τ_1 varit mindre än τ_2 hade klockpulserna måst uppträda med kortare intervall. Om inte hade U_{ut} kunnat passera så långt under referensnivån att det inte räckt med en urladdningspuls för att föra U_{ut} tillbaka över referensnivån.

Eftersom det räcker med två klockpulser kan den tidkrets, vilken byggdes till prototypen avsevärt förenklas. En tidkrets konstruerad av E. Ljung och A. Karlsson visas i Bild IV J1.

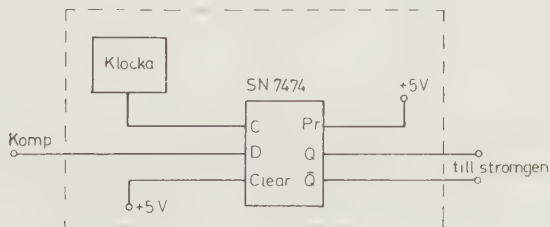


BILD IV J1

K. Beskrivning av laddningsmätare utförd med spänning-frekvensomvandlare

De försök som utförts med en s/fo byggd enl princip beskriven i Kap IV D visar, att en integrator kan byggas som väl uppfyller de krav, som ställs vid laddningsmätningar på ackumulatorer. Förutom goda prestanda uppvisar en sådan integrator även ur tillverkningssynpunkt flera positiva drag. Man kan genomgående använda standardkomponenter av sådan typ som är lagervara och matchning behöver inte tillgripas. Den kräver ett minimum av injustering då den endast innehåller två trimpunkter, och de är oberoende av varandra.

Endast två delar hos omvandlaren kräver komponentstabilitet. Det är urladdningskretsen och ingångskretsen. I urladdningskretsen ingår en klockoscillator och en styrd konstantströmgenerator. Oscillatorfrekvensen behöver inte anta ett precist värde, det viktigaste är att frekvensen inte ändras. En enkel oscillator med standardkristall är så stabil att precisionen hos s/fo:n i huvudsak kommer att bero av konstantströmgeneratoren och ingångskretsen.

Konstantströmgeneratorns stabilitet beror av zenerdioden Z1, operationsförstärkaren F2 och avkänningsmotståndet R2 se Bild IV El. För en modern operationsförstärkare gäller att dess temperaturdrift är av storleksordningen $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ eller mindre. Väljes avkänningsnivån större än 1 volt får man en betryggande marginal för den noggrannhet det här gäller (0,5%). En zenerdiod av standardtyp vars zenerspänning ligger kring 6 volt har en temperaturdrift som är av storleksordningen $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Som avkänningsmotstånd kan ett trådlindat motstånd $\pm 40 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ eller ett metallfilmmotstånd ($\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) användas. Den totala temperaturdriften hos konstantströmgeneratoren kan således lätt göras mindre än $200 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Lineariteten hos s/fo:n beror som visats i kap F av valet av komparatorns referensspänningsnivå och av ingångskretsens förmåga att omvandla en spänning till en ström. Det enklaste

är att ansluta komparatorns referensspänningsingång till samma nivå som integratorn arbetar vid, kallad nollnivå. Enl Bild IV F8 kommer då för 0,1 % linearitetsfel $A_{\min}$ att vara 512. Skall omvandlaren enl krav ställda i kap IV A täcka 3 dekader blir $A_{\max}$ $512 \cdot 10^3$. Ett spänningsfall på 2 volt kan tolereras vid maximal ackumulatorström. Denna spänning utgör ingångssignal till s/fo:n. Väljs U_{ut} till 1 volt fås enl kap F ekv (18)

$$F = \frac{U_{\text{ut}} \cdot A_{\max}}{U_{\text{in max}}} = \frac{1 \cdot 512 \cdot 10^3}{2} = 2.56 \cdot 10^5$$

Flera operationsförstärkare av standardtyp har en likspänningsförstärkning av den storleksordningen. Om integratorns operationsförstärkare vore fri från temperaturdrift skulle ingångskretsen bara behöva bestå av ett trådlindat motstånd. Konstantströmgenerator och ingångskrets svarar då för 200 ppm/°C. I den miljö omvandlaren avses att användas varierar temperaturen maximalt 10°C. Det innebär en marginal på 0.3% om 0.5% är maximalt tillåtet fel. Den minsta ingångsspänningen är 2mV, vilket betyder att integratorns offsetspänning inte får vara större än 6 µV. Ett så lågt värde kräver god offsetkompensering och ev temperaturstabilisering. En operationsförstärkare av typ µA 725G har som typiskt värde på temperaturdrift 0,6 µV/°C och kan därför komma ifråga.

Ett alternativ till detta är att göra en virtuell förflyttning av ingångssignalernas nivåer så att dessa verkar större. Detta sker med hjälp av en spänningsstyrd strömgenerator. Med en sådan kan man få ett ekvivalent motstånd av storleksordningen 10^9 ohm. Är minsta ingångsströmmen 1 µA blir den ekvivalenta spänningen 1000 volt. Det innebär att integratorns operationsförstärkare kan ha praktiskt taget vilken offsetspänning som helst. Komparatorns referensnivå får heller ingen praktisk betydelse. Strömförsörjningen av efterföljande komponenter blir erklare om referensnivån förlägges till jord. Problemet med temperaturdrift kvarstår emellertid. Det är bara överflyttat från integratorn till ingångskretsen, vilken dessutom blivit mer komplicerad. Vinsten med detta är

att man kan tillgripa vilken temperaturstabiliseringsmetod som helst utan att påverka integratorns funktion. Av den anledningen valdes en ingångskrets med aktiv spänningström-omvandlare försedd med automatisk offsetkompensering. Med en sådan kan man få en total offset $< 1 \mu V$ över hela temperaturområdet [13]. Offsetströmmen och dess drift i integratorn är försumbar jämförd med den minsta ingångsströmmen, om integratorns ingångssteg är försett med fälteffekttransistorer, som hos operationsförstärkaren 2740 DE. Principschema för s/fo:n visas i Bild IV Kl.

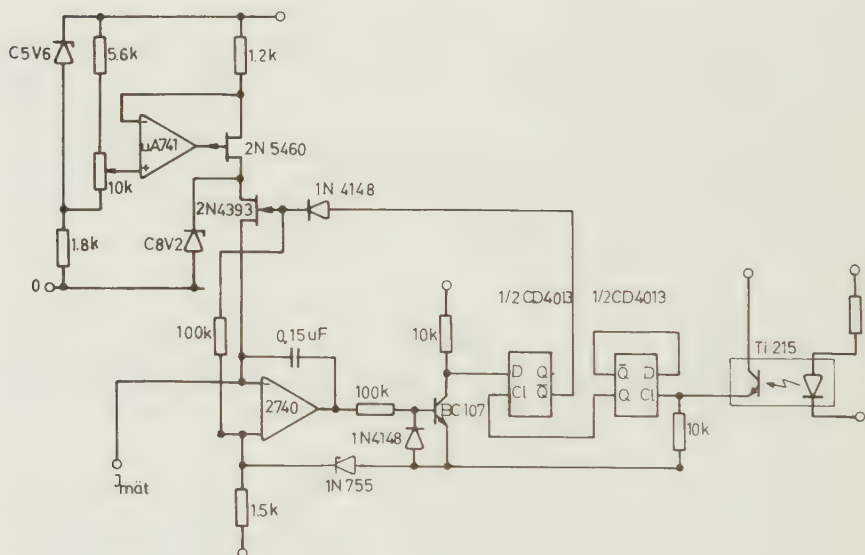


BILD IV K1

Den kompletta laddningsmätarens blockschema framgår av Bild IV K2. Spänning-strömmvandlaren och sfo:n har gemensam strömförsörjning. Den är galvaniskt skild från det övriga strömförsörjningssystemet för att man skall kunna ansluta mätarens ingång till godtyckligt ställe i reglerkretsen. Överföring av pulser mellan sfo:n och det övriga systemet sker med optokopplare. Som avläsningsinstrument valdes mekaniska räknare. På så vis får man för låg kostnad mätresultatet att kvarstå

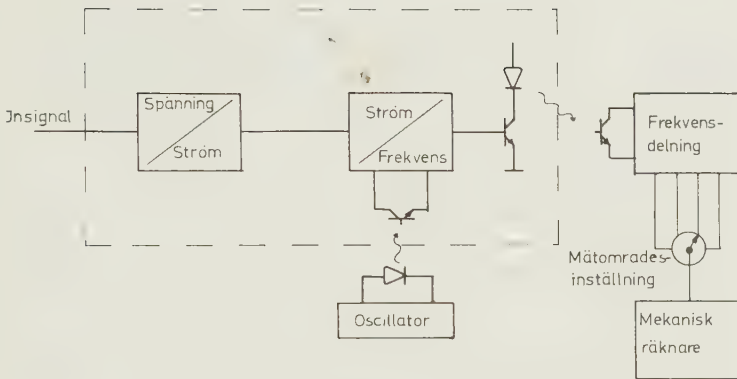


BILD IV K2

önskad tid. Det försvinner heller inte vid strömavbrott. Genom en dekadisk omkopplarfunktion hos räknarna, vilken påverkade en konstantströmgenomfluten motståndskedja kunde resultatet överföras till en analog utgång. En prototyp av instrumentet var i stället försedd med potentiometerutgång. Potentiometern drevs av en stegmotor, vilken aktiverades av pulser från integratorn.

Fyra st laddningsmätare har varit i drift under ca ett års tid utan anmärkning. Av dessa har tre försetts med dubbla integreringskretsar, kopplade så att de dessutom kan mäta energi [14] .

Referenser:

1. E. Norman, Lurch. Fundamentals of Electronics
John Wiley & Sons Inc London p 466-471, 478-483.
2. General Electric, Transistor Manual 1964 p 301-320
3. S.G. Johnson, Electronic Design 25 Dec 6 1967 p 122.
4. B.D. Rakovich and S. Tesic. Electronic Engineering Dec 1967
p 766.
5. G. Smiljanic. A Frequency Controlled Magnetically Coupled
Multivibrator Electronic Engineering Mar 1963 p 166
6. G. Smiljanic. Operation of a Magnetically Coupled Multi-
vibrator with Square BH Loop Cores. Electronic Engi-
neering Jan 1965 p 44.
7. M. Ingenito. Magnetically Coupled Multivibrators
Electronics Mar 29 1963 p 42
8. G. Durcansky. S. Matula, minimising error in fast v.-f
converter. Electronic Engineering May 1972 p 35
9. F. Bombi, high performance voltage-to-frequency converter
has improved linearity. Electronic Engineering Dec 1970
p 61.
10. D. Jackél. Ein Spannungs-Frequenz-Umsetzer hoher Genauig-
keit. Elektronik 1972 Heft 3 p 83
11. S. Ben-Yaakov. Analog-to-frequency converter is accurate
and simple. Electronic Design 14 July 4 1968 p 96
12. D.J. Taylor. A Current-to Frequency Converter for Astronomi-
cal Photometry. The Review of Scientific Instruments .
Volume 40, Number 4, Apr 1969 p 559

13. A. Karlsson. skall publiceras
14. A. Karlsson, E. Ljung, skall publiceras.

V APPLIKATIONER MED OMVANDLAREN

A. Kvotbildning

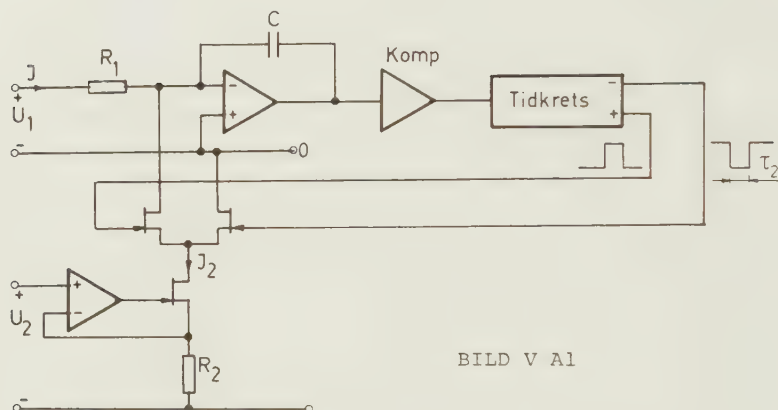


BILD V A1

I uttrycket för frekvensen f hos den genererade signalen ingår två strömmar I och I_2 så att

$$f = \frac{I}{I_2 \tau_2} \quad (1)$$

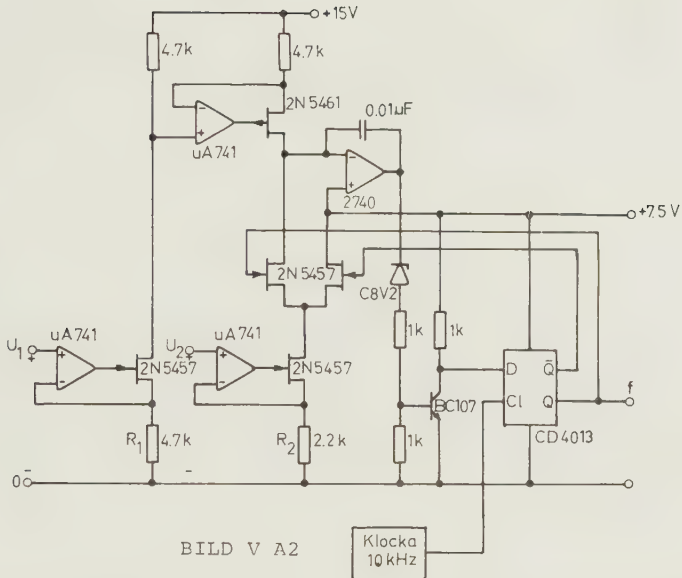
Bild V A1 visar ett schema över en omvandlare där zenerdioden Z1 som ger referensspänning till strömgeneratorn avlägsnats. I dess ställe är insatt en variabel spänning U_2 så att $I_2 = U_2/R_2$. Insättes detta i (1) fås

$$f = \frac{R_2}{\tau_2} \cdot \frac{I}{U_2} \quad (2)$$

Den genererade frekvensen f kan uppfattas som kvoten mellan två ingångssignaler, strömmen I och spänningen U_2 . Omvandlaren förses med en ingångskrets så att strömmen I blir proportionell mot en spänning U_1 . Enl Bild V A2 är $I = U_1/R_1$ och f kan då skrivas som

$$f = \frac{R_2}{R_1 \tau_2} = \frac{U_1}{U_2 \tau_2} \quad (3)$$

V: 2



Tabell V-1 visar prestanda för en omvandlare byggd enl Bild V A2. De erhållna mätvärdenas avvikelse i procent från värden liggande på en rät linje beräknad med minsta kvadratmetoden är angivna i tabellen.

Tabell V-1

U_2^{-1}	f	Avvikelse
V^{-1}	Hz	%
5.000	2394	0.02
2.500	1196	-0.06
1.667	796.8	-0.08
1.250	597.4	-0.05
1.000	477.9	-0.02
0.8333	398.2	0.01
0.7143	341.4	0.07
0.6250	298.7	0.10
0.5556	265.5	0.12
0.5000	238.9	0.15

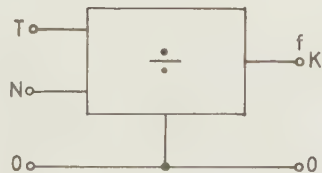


BILD V A3

Bild V A3 visar en symbol för en omvandlare med två ingångar T och N där T står för TÄLJARE och N för NÄMNARE. En omvandlare enl Bild V A2 är ett exempel på en enkel krets-lösning, vilken ger kvoten mellan två spänningar med mycket god noggrannhet. Kvoten ges som en frekvens, vilket gör att omvandlaren bekvämt kan passas in i digitala system.

Det utstyrningsområde inom vilket kvotomvandlaren kan arbeta beror dels av tidkretsen dels av komparatorn. Utformas tidkretsen så som Bild V A2 visar kommer omvandlaren att upphöra att fungera, då strömmen I överstiger hälften av urladdningsströmmen I_2 . Detta ger en relativ undre gräns för U_N . Då U_N minskar, minskar också integratoramplituden. Denna måste vara större än komparatorns hysteresspänning för att omvandlaren skall fungera. Hysteresspänningen ger den absoluta undre gränsen.

B. Kvadratrotbildning

Enl ekv (3) och Bild V A3 kan man skriva

$$f \sim \frac{U_T}{U_N} \quad (4)$$

Om man styr ut täljaringången med spänningen U_T och samtidigt styr ut nämnaringången med en spänning U_f som är proportionell mot den genererade frekvensen f fås följande uttryck för f

$$f \sim \frac{U_T}{U_f} \sim \frac{U_T}{f}$$

som innebär att

$$f \sim \sqrt{U_T} \quad (5)$$

Spänningen U_f kan lätt erhållas genom att ett enkelt lågpassfilter av RC-typ anslutes till omvandlarens utgång, se Bild V B1. Ett sådant filter gör

$$U_f \sim f$$

(6)

under förutsättning att de påförda pulsernas amplitud och pulslängd är konstant. Lågpasstfiltrets utgång anslutes till nämnaringången

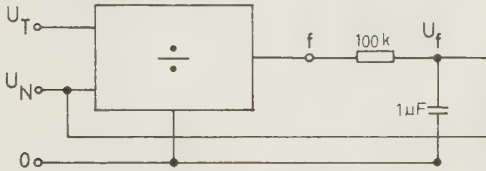


BILD V B1

Man bör observera att filtret verkligen matas från en generator vars inre motstånd är oberoende av den genererade spänningens amplitud. För en vippa av typ CD 4013 gäller att utgångsmotståndet vid hög nivå är 400 ohm, medan det däremot vid låg nivå endast är 200 ohm [1]. Med givna motståndsvärden blev felet på grund av detta mindre än själva mätfe-len.

Mätresultat för kvadratrotbildning visas i tabell V-2 . Avvikelsen är beräknad enl minsta kvadratmetoden.

Kvadratrotkretsen har en analog ingång och två utgångar: en digital och en analog.

Tabell V-2

$\sqrt{U_1}$	f	Avvikelse
V 1/2	Hz	%
0.4472	1526	-0.20
0.6325	2153	-0.00
0.7746	2633	0.05
0.8944	3037	0.06
1.0000	3393	0.07
1.0954	3714	0.05
1.1832	4007	-0.02
1.2649	4282	-0.02
1.3416	4540	-0.03
1.4142	4784	-0.03

C. Multiplikation

En komponent som är placerad i återkopplingsslingan hos en linjär förstärkare åstadkommer att förstärkarens utsignal blir proportionell mot inversen av komponentens karakteristik. [2]. Eftersom omvandlaren kan invertera en signal bör man genom att tillämpa denna sats kunna utföra multiplikation.

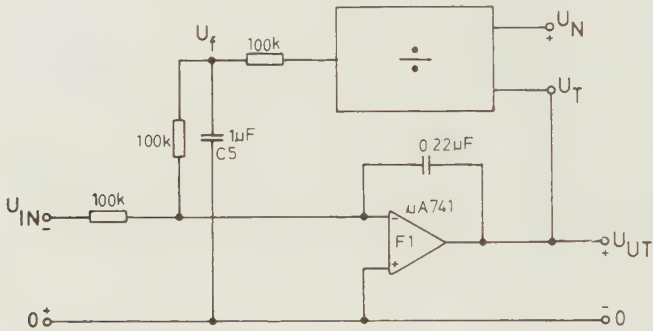


BILD V C1

Ett blockschema med omvandlaren som återkopplingskomponent visas i Bild V C1. Med beteckningar givna i Bild V C1 fås om operationsförstärkaren $F1$ är ideal

$$\frac{U_{IN}}{R} = \frac{U_f}{R} \quad (7)$$

Enl (4) och (6) är

$$U_f \sim \frac{U_T}{U_N} \quad (8)$$

och enl Bild V C1 är

$$U_{UT} = U_T \quad (9)$$

Härur fås

$$U_{UT} \sim U_{IN} U_N \quad (10)$$

Tabell V-3

$$U_1 = 0.250 \text{ V}$$

U_2	U_{ut}	Avvikelse
V	V	%

0.250	0.0355	0.14
0.500	0.0706	-0.02
0.750	0.1057	-0.07
1.000	0.1409	-0.03
1.250	0.1761	0.00
1.500	0.2114	0.06
1.750	0.2465	0.03
2.000	0.2815	-0.04

$$U_1 = 2.000 \text{ V}$$

U_2	U_{ut}	Avvikelse
V	V	%

0.250	0.2825	-0.3
0.500	0.5650	0.02
0.750	0.8471	0.05
1.000	1.128	0.07
1.250	1.410	0.00
1.500	1.692	0.03
1.750	1.974	0.00
2.000	2.255	-0.03

Även här måste ett lågpasfilter användas. Testkopplingen innehöll samma lågpasfilter som vid kvadratrotbildningen. Det visade sig nödvändigt att växelströmsmotkoppla operationsförstärkaren för att hindra självsvängning och hela kretsen kom därför att innehålla två lågpasfilter. Mätvärdena togs med båda filterna inkopplade. Tidskonstanterna för de båda filterna skiljer sig avsevärt och man kan utan olägenhet avlägsna kondensator C5. Inkoppling av lågpasfilter av RC-typ medför en begränsad bandbredd. Lämpliga filtertyper är under utredning. I tabellerna 3 och 4 visas prestanda för multiplikationskretsen. Avvikelsen är beräknad med hjälp av minsta kvadratmetoden. OBS! Klockfrekvensen behöver ej stabiliseras.

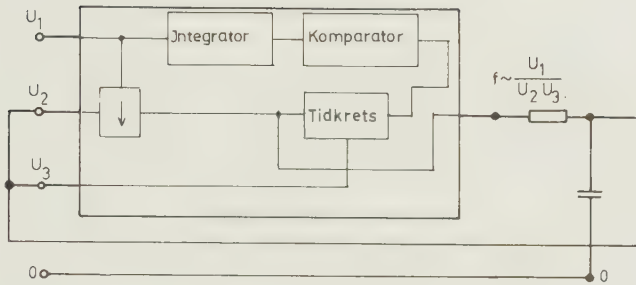


BILD V D2

Bild V D2 visar återkopplingsnäten.

För multiplikationen fås ur Bild V D3

$$U_{IN} = U$$

$$U \sim \frac{U_1}{U_2 U_3}$$

$$U_1 = U_{UT}$$

som ger

$$U_{UT} \sim U_{IN} U_2 U_3$$

(13)

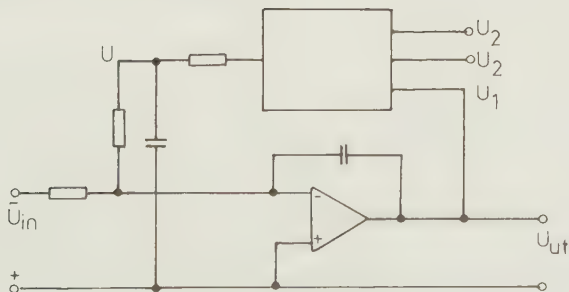


BILD V D3

E. Mätning av röntgengdos

Introduktion

Vid avdelningen för elektronik vid fysiska institutionen i Lund har byggts ett röntgenblixtrör, vars energispektrum för olika anodmaterial man har varit intresserad av att mäta. En metod som inte kräver särskilt omfattande utrustning har beskrivits av J.W. Twidell [3]. Den går i korthet ut på att man bestämmer röntgenpulsernas intensitet som funktion av tjockleken hos en absorbator. Med hjälp av den erhållna absorptionskurvan kan man sedan beräkna ett energispektrum i form av ett histogram.

Ett sätt att mäta röntgenintensiteter är att använda termoluminiscenta dosimetrar [4]. En sådan består vanligen av LiF som exciteras vid bestrålning. Det exciterade tillståndet kvarstår till dess att utläsning sker, vilket kräver speciell apparatur. I detta fall användes utrustning vid Radiofysiska institutionen, Lund.

Termoluminiscenta dosimetrar är bekväma att använda, de är okänsliga för elektriska störningar och har stort arbetsområde ($10^{-3}\text{R} - 10^5\text{R}$). Vid mätningarna visade det sig dock att intensiteten redan för måttlig absorbatortjocklek blev så liten att dosimetrarnas bakgrunds nivå blev dominerande och mätningarna blev således mycket osäkra.

Filmdosimetrar har inte varit aktuella i detta sammanhang eftersom utläsningsanordning saknas. Noggrannheten uppges dessutom vara sämre än de termoluminiscenta dosimetrarna [4].

Mätning av röntgengdos med spänning-frekvensomvandlaren

Det system som användes här framgår av Bild V E1. Detektorn utgöres av en plastscintillator av typ SPF limmad på en fotomultiplikator 56 DVP. En sådan givare ger en ström som är proportionell mot röntgenintensiteten [5]. Genom att tidsintegrera strömmen får man ett mått på totala stråldosen. Bild V E2 visar

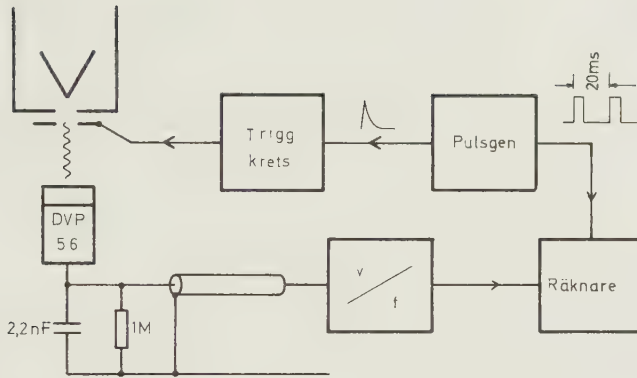
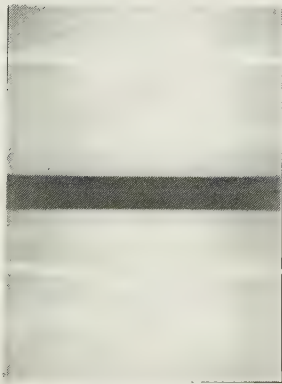


BILD V E1



Wolfmanod 25 kV

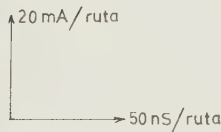


BILD V E2

strömpulser erhållna från givaren. Ytan mellan strömkurvan och nollinjen - dvs laddningen Q_D - är alltså proportionell mot röntgendosen. Strömpulsens varaktighet är emellertid så kort, se Bild V E2, att man inte direkt kan föra in den i omvandlaren. Dess amplitud är också så stor (≤ 80 mA) att överstyrning skulle ske. Genom att samla upp laddningen i en kondensator och sedan låta den läcka bort genom ett motstånd får man en längre mättid till förfogande och amplituden kan bättre anpassas till omvandlaren. En sådan lösning kräver ett ingångssteg av den typ som visas i Bild V E1.

Bild IV G19 i kap IV G visar att man bara behöver mäta några totala perioder för att felet p g a startförloppet skall bli mindre än 0,1%.

För röntgendosen D gäller att

$$D \sim Q_D \quad (14)$$

Med de värden som angivits i Bild V E1 blir tiden för urladdning mycket större än uppladdningstiden (förhållandet är ca 10^4). Kondensatorn C kan därför anses bli momentant laddad till spänningen U_0 given genom

$$U_0 = \frac{Q_D}{C} \quad (15)$$

Kondensatorn urladdas genom motståndet R_1 och kondensatorspänningen U_C avtar då exponentiellt enligt

$$U_C = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (16)$$

Spänningen U_C omvandlas till en frekvens f så att

$$f \sim U_C$$

Antalet avgivna pulser N blir

$$N = \int_0^T f \, dt \quad (17)$$

$$N \sim U_0 \int_0^T e^{-\frac{t}{RC}} dt = U_0 RC [1 - e^{-\frac{T}{RC}}]$$

$$N \sim Q_D R (1 - e^{-\frac{T}{RC}}) \sim D \quad (18)$$

Ekv (18) visar att mätresultatet i huvudsak endast är beroende av motståndet om mätningen sker under mer än fem tidskonstanter. En lång mättid innebär dock att bakgrunds-nivån får större del i mätningen, varför mättiden begränsades till tio tidskonstanter.

Resultat

Bild V E3 visar uppmätt relativ dos erhållen med uppkoppling enl Bild V E1. Med denna mätutrustning är det alltså möjligt att mäta dosen hos korta röntgenblixtar. Mätresultatet föreligger omedelbart och bakgrundsnivån är endast en eller ett par enheter.

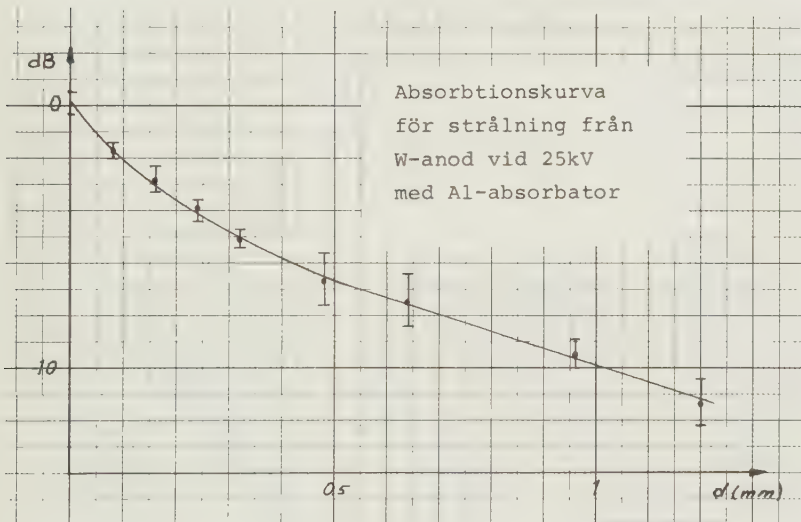


BILD V E3

F. Mätning av vätskors blandningsförhållande

Att noga veta i vilket förhållande två vätskor blandas och kunna kontrollera detta är av stort intresse inom t ex livsmedelsindustrin. Önskemålet kan vara att hålla blandningsförhållandet med så små avvikelser som möjligt inom så snäva gränser som 0,1%. Om man känner de båda vätskornas temperatur innan de blandas och blandningstemperaturen T kan man med dessa värden få ett mått på blandningsförhållandet. Indicerats storheter hörande till vätska 1 med v och de som hör till vätska 2 med o fås då m betecknar massa, c specifikt värme och T temperatur

$$m_v c_v (T - T_v) = m_o c_o (T_o - T) \quad (19)$$

och

$$\frac{m_v}{m_o} = \frac{c_o}{c_v} \cdot \frac{T_o - T}{T - T_v} \quad (20)$$

I ekv (20) ingår kvoten mellan två temperaturdifferenser. Genom att mäta dessa elektroniskt för man över dem till spänningsdifferenser. Kvotbildning med stor noggrannhet kan sedan ske med hjälp av $s/fo:n$ enl Bild V A2. Man kan tyvärr inte direkt använda sig av ekv (20) av följande skäl. Blandningstemperaturen T beror förutom av vätskemängderna och deras begynnelse-temperaturer även av den att värme kan utvecklas genom den process som börjar då vätskorna blandas. Det är dessutom svårt att mäta i blandningen, givaren kan råka komma i ett område där vätskorna ännu inte blandats. Mätning bör således företagas innan de båda vätskorna blandats. Detta kan ske om man låter de båda vätskorna passera en värmeväxlare där den ena avger värme till den andra. Genom att mäta vätskornas temperatur på två skilda ställen i värmeväxlarna får man ett mått på passerad vätskemängd. Bild V F1 visar förfarandet och Bild V F2 visar en krets lämplig för omvandling av temperaturdifferenser till spänningsdifferenser passande för en s/fo enligt Bild V A2.

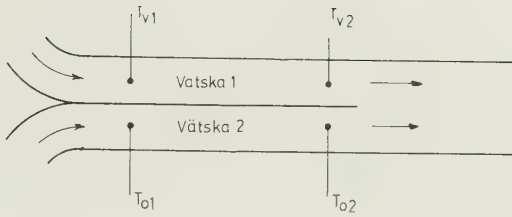


BILD V F1

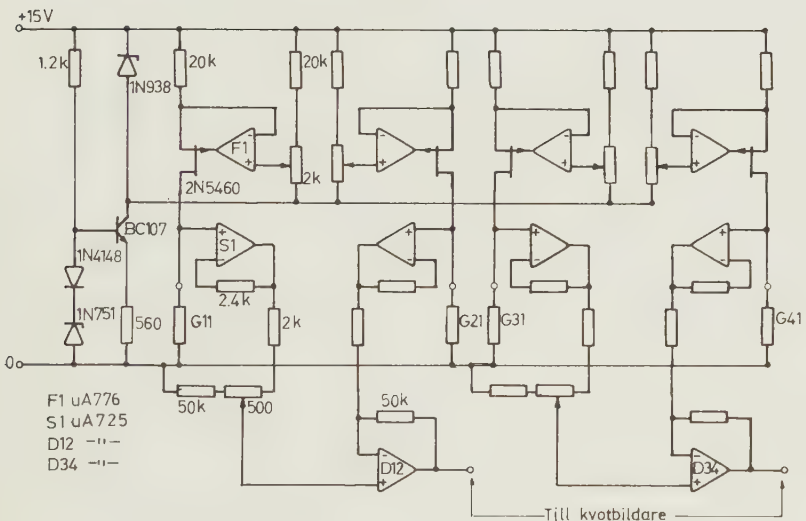
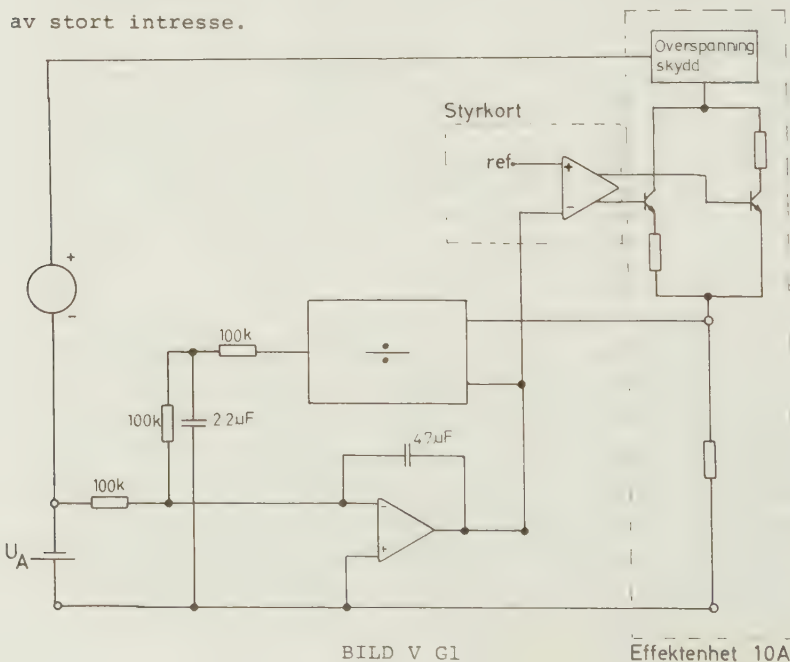


BILD V F2

Arbetsområdet blir vanligtvis jämfört med $\varnothing$ /fons (temperatur-differenser större än 1 dekad är inte vanliga) mycket snävt och systemets mät noggrannhet blir därför i huvudsak beroende av temperaturgivarnas linearitet och stabiliteten hos differensbildningskretsen. Med hjälp av en frekvensräknare fås blandningsförhållandet direkt i digitalform. Ett sådant mätinstrument kan lätt anpassas för antingen digital eller analog styrning av vätskeflödena. Försök att mäta blandningsförhållandet enl ovan har påbörjats.

G. Effektstyrning av ackumulatorer

Förutom att undersöka ackumulatorers verkningsgrad vid konstantströmstyrning och konstantspänningsstyrning tillkommer konstanteffektstyrning. Konstanteffektstyrning innebär att styrenheten skall reglera ackumulatorströmmen så att produkten av ackumulatorström och ackumulatorspänning är konstant. De multiplikatorer som finns tillgängliga har antingen för dålig linearitet ca 1% över en dekad, eller är de kostsamma. Med $s/fo:n$ som multiplikator får man god linearitet med enkel kretslösning. Bild V G1 visar blockschema där avkänning av ström och spänning sker med $s/fo:n$. Utsignalen från $s/fo:n$ föres in på ingången till en styrkrets, vilken styr effektenheten. Styrenhetens ingång är den krets som normalt känner av strömmen genom effektenheten. Försök enl Bild V G1 har utförts med standardstyrkrets och en 10A effektenhet. Försöken visade att man lätt kan nå en noggrannhet som är bättre än 0.5% över en dekad i ström och spänning. Några stabilitetsproblem uppträdde inte. Effektstyrningssystem enl ovan är för närvarande under utveckling där bl a reglersnabbhet är av stort intresse.



H. Sammanfattning

De ovan givna exemplen visar att man med den beskrivna s/fo:n som central enhet kan åstadkomma instrument, vilka kan ges olika egenskaper och användningsmöjligheter inom mät- och reglertekniken.

Vid ackumulatorprovning finner den vidsträckt användning. Den är utmärkt som laddningsmätare. Multiplikatoregenskaperna gör att den också kan användas som mätare av upptagen eller avgiven energi, eller som aktiv komponent vid konstanteffektstyrning. Tillsammans med en frekvensräknare är den en digital-voltmeter. Eftersom den kan mäta laddning kan den användas vid mätning av kapacitans och induktans.

Inom miljövärden kan den användas som bullermätare eller dosmätare om den kombineras med lämplig givare. Vid mätning där vissa olineära givare (inverterande kvadratisk eller kubisk karakteristik) används kan den passa som lineariseringskrets.

Eftersom dess funktion endast beror av ett fåtal komponenters stabilitet är den lämplig att utföras i integrerad kretsteknik.

Referenser:

1. COS/MOS Digital integrated circuits RCA Solid State Databook Series SSD-203A p 62 1973
2. S. J. Mason. H. J. Zimmermann: Electronic Circuits Signals and Systems John Wiley & Sons, Inc. 1960 p 571.
3. J.W. Twidell: "The Determination of X-Ray Spectra Using Attenuation Coefficients and a Computer Program. Phys.Med.Biol. 15.3.1970 p 529
4. D.E. Raeside: Photon Dosimetry by Luminiscence Methods. Amer J. Physics 41.4. p 539
5. E.F. Kaelbe. Handbook of X-Rays Mc Graw-Hill Book Company 1967 p 31-4

